



# Méthode d'identification et de classification de la consommation d'énergie par usages en vue de l'intégration dans un compteur d'énergie électrique

Hala Najmeddine

## ► To cite this version:

Hala Najmeddine. Méthode d'identification et de classification de la consommation d'énergie par usages en vue de l'intégration dans un compteur d'énergie électrique. Electromagnétisme. Université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, 2009. Français. NNT : 2009CLF21993 . tel-00724570

**HAL Id: tel-00724570**

**<https://theses.hal.science/tel-00724570>**

Submitted on 21 Aug 2012

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre : D. U. 1993

EDSPIC : 466

UNIVERSITÉ BLAISE PASCAL - CLERMONT II  
ÉCOLE DOCTORALE  
SCIENCES POUR L'INGÉNIEUR DE CLERMONT-FERRAND

**Thèse**

Présentée par

**Hala NAJMEDDINE**

Ingénieur Polytech'Clermont-Ferrand

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR D'UNIVERSITÉ**

**SPÉCIALITÉ : Électromagnétisme**

**Méthode d'identification et de classification de la consommation d'énergie  
par usages en vue de l'intégration dans un compteur d'énergie électrique**

Soutenue publiquement le 09 décembre 2009 devant le jury :

M. Jean Claude MAUN	Président	Professeur - Université Libre de Bruxelles
M. Jean Luc THOMAS	Rapporteur	Professeur - CNAM Paris
M. Benoît ROBYNS	Rapporteur	Directeur de recherche - Hei Lille
M. Alioune DIOP	Examineur	Ingénieur chercheur - EDF R&D Clamart
M. Thierry JOUANNET	Examineur	Ingénieur projet - Landis+Gyr Montluçon
M. Khalil EL KHAMLIHI DRISSE	Directeur de thèse	Professeur - Polytech'Clermont-Ferrand
Mme Claire FAURE	Encadrante	MCf - Polytech'Clermont-Ferrand
M. Christophe PASQUIER	Encadrant	MCf - Polytech'Clermont-Ferrand

THÈSE CIFRE PRÉPARÉE AU SEIN DU LABORATOIRE DES SCIENCES ET MATÉRIAUX POUR  
L'ÉLECTRONIQUE ET D'AUTOMATIQUE EN COLLABORATION AVEC  
EDF R&D CLAMART ET LANDIS+GYR MONTLUÇON

*A mes Parents,  
et aux gens que j'aime !*

# Avant-propos

Ce travail a été effectué dans le cadre d'un contrat CIFRE entre le Laboratoire des Sciences et Matériaux pour l'Électronique et d'Automatique (LASMEA), la division Recherche & Développement d'Électricité de France (EDF R&D) et la société de fabrication des compteurs électriques (Landis+Gyr).

La facette technique du mot " reconnaissance " apparaîtra souvent dans ce mémoire de thèse, mais à titre personnel, nous en avons plusieurs à exprimer.

La liste des personnes à remercier est longue, et les mots risquent de me manquer pour leur exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance. Je tiens à m'excuser par avance auprès de celles et ceux que j'aurais omis de citer.

Nous tenons à exprimer d'abord toute notre reconnaissance à Monsieur le professeur Khalil DRISSI EL KHAMLI, qui nous a proposé un sujet de recherche à la fois passionnant et pluridisciplinaire, de par ses compétences et son enthousiasme pour le travail, notre recherche a été réalisée dans des conditions favorables et dans les meilleurs délais. Qu'il trouve ici l'expression de notre profonde gratitude et respect.

Notre reconnaissance va aussi à Monsieur Alioune DIOP, Ingénieur chercheur chez EDF R&D, qui est à l'origine de ce projet de recherche. Ses conseils éclairés et son suivi scientifique et technique nous ont permis de mener à bien cette étude.

Que Monsieur Thierry JOUANNET, ingénieur projet chez Landis+Gyr, veuille bien trouver l'expression de notre vive gratitude. Son encadrement technique, ses conseils avisés en électronique numérique et sa générosité nous ont été de grande utilité pour notre travail de recherche. Nous garderons en mémoire les qualités humaines et techniques de son encadrement.

Nous sommes très honorés que Monsieur Jean Claude MAUN, Professeur à l'Université Libre de Bruxelles, préside le jury auquel nous soumettons ce mémoire.

Nous tenons à exprimer nos remerciements à Monsieur Jean Luc THOMAS, Professeur du CNAM Paris, qui a bien voulu évaluer notre travail.

Que Monsieur Benoît ROBYNS, Directeur de Recherche à Hei Lille, veuille bien trouver l'expression de notre vive gratitude d'avoir accepté de rapporter sur notre mémoire.

Notre reconnaissance va aussi à Madame Claire FAURE et Monsieur Christophe PASQUIER, maître de conférences à Polytech'Clermont Ferrand avec qui nous avons fructueusement échangé durant les trois années. Un remerciement particulier à Madame Claire FAURE qui nous a aidé à rehausser la qualité du présent mémoire.

Notre reconnaissance va aussi à Monsieur Kamal KERROUM, Professeur associé et membre du LAS-MEA, pour ses précieux conseils, sa grande disponibilité, sa rigueur scientifique, son enthousiasme et son soutien.

Que les membres des équipes de Landis+Gyr et d'EDF les Renardières, veuillent bien trouver l'expression de nos sincères remerciements, pour leur accueil chaleureux et leur expertise lors des phases expérimentales.

Notre remerciement affectif va à la famille qui a été en permanence présente dans notre esprit et notre coeur. Particulièrement nos parents pour leurs conseils avisés et leur encouragements continus.

A toutes ces personnes et à bien d'autres, un grand merci.

# Résumé

Le développement durable se propose de concilier croissance économique, respect de l'environnement et progrès social. Le travail de recherche qui est proposé est relatif au suivi de la consommation par usage afin que les clients puissent optimiser leur facture énergétique et mieux maîtriser leurs consommations électriques.

Ce projet de recherche consiste à identifier les charges électriques en milieu domestique à partir des mesures faites au niveau du compteur d'énergie électrique. Ces mesures doivent être non intrusives : ni capteur ni phase d'apprentissage à l'intérieur de la résidence. Le problème revient donc à identifier la consommation d'un ou plusieurs appareils électriques et à les classer par groupe de charges (par exemple : éclairage, chauffage, eau chaude, et "autres") à partir d'informations relevées à l'entrée de l'installation. Les informations relevées et traitées sont les courants et les tensions. Nous avons proposé une méthode innovante et performante d'identification, c'est la méthode de Matrix Pencil. Elle s'adapte à la fois aux parties transitoires que permanentes des signatures traitées. Les fenêtres de traitement peuvent être plus courtes que la période des signaux. De plus, cette méthode est capable de filtrer les bruits de mesures. Nous proposons deux voies d'investigations complémentaires auxquelles on appliquera la méthode de Matrix Pencil :

- La première consiste à analyser à chaque période de la tension instantanée l'ensemble des charges en état de marche : cette voie donnera lieu à une signature basse fréquence (SBF). Cette étude théorique validée par simulation a donné lieu à la réalisation d'un prototype de faisabilité développé par Landis+Gyr et comprenant la fonction d'identification de la consommation d'électricité par usages intégrable dans un compteur électronique.
- La seconde prend en compte le phénomène de propagation dans le réseau domestique ramifié : cette voie donnera lieu à une signature haute fréquence (SHF).

La théorie utilisée est celle des circuits pour la partie SBF et des lignes de transmission dans le domaine temporel pour la partie SHF. La méthode d'identification appliquée consiste à caractériser chaque charge par un ensemble de pôles et de résidus tant en régime transitoire qu'en régime permanent. Cette technique d'identification a été implantée dans le prototype de compteur d'énergie réalisant les fonctions de reconnaissance et d'identification des signatures.

Pour l'étape finale, la conception et la réalisation du prototype ont été suivies par la validation de la fonction d'identification et de reconnaissance des usages dans une maison témoin. La capacité d'identification et le niveau du taux d'erreur sont très satisfaisants. Une éventuelle amélioration technologique permettra dans le futur de réaliser une meilleure identification.

## Mots-Clés :

NIALM, Identification, Classification, Matrix Pencil, Maîtrise de la consommation par usages, Compteur d'énergie.

---

# Abstract

Sustainable development provides reconciliation growth in economic, environmental and social progress. The proposed research work is related to monitoring of electrical energy consumption by the type of appliances in use, in order that the consumers may optimize their electricity bills and to better control their consumption of electrical energy.

The research within this project is to identify the electrical loads on household level by using measurements realised within the electricity meters. These measures must be non-intrusive : neither sensor nor phase apprenticing within the residence. The problem is therefore to identify the electricity consumption due to one or several electrical appliances and to classify them in groups (for example : lighting, heating, hot water and "others") together with the information recorded at the entrance of installation.

The information collected and processed is related to currents and voltages. We have proposed an innovative and effective method of identification that is the Matrix Pencil method. It is adapted on analysis of transitory and steady state part of the signals. The treated frame may be shorter than the period of the signals. In addition, this method enables that the noises due to measurements are filtered. We propose two additional investigations domains to which we apply the Matrix Pencil method :

- The first one consists of load analysis of all appliances that are switched on within in each moment in the voltage period : this study will result in a low frequency signature (SLF). This theoretical study was validated by simulations that have resulted in a prototype developed by Landis + Gyr, which incorporates the function of identification of electricity consumption by the type of use within the electricity meter equipment.
- The second takes into account the propagation phenomenon within the in-home network : this analysis will result in a high frequency signature (SHF).

This approach is based on the circuit theory for the low frequency signals, and the transmission line theory for the treatment of high frequency signals. The applied identification method is to characterise each type of load by a set of corresponding poles and residues both in the transient and the steady state regime. This technique of identification has been implemented in the developed prototype by realizing the functions of recognition and identification of signals.

In the final step, the overall design concept and prototype development is preceded by validation of the incorporated functions of identification and recognition of the load on the model of a house. The obtained capacity of identification and the error rate levels are very satisfactory. Prospective technological improvement will enable to obtain better identification in the future.

## Keywords :

NIALM, Identification, Classification, Matrix Pencil, Load Monitoring, Energy meter.

# Table des matières

<b>1</b>	<b>NIALM : État de l'art</b>	<b>26</b>
1.1	Introduction . . . . .	27
1.2	L'Évolution des NIALM . . . . .	27
1.3	Paramètres utilisés et méthodes d'identification . . . . .	28
1.3.1	Régime permanent . . . . .	30
1.3.1.1	Rappel . . . . .	30
1.3.1.2	Puissance active . . . . .	31
1.3.1.3	Puissances active et réactive . . . . .	34
1.3.1.4	Utilisation de l'admittance et de l'impédance . . . . .	36
1.3.1.5	Harmoniques du courant . . . . .	37
1.3.2	Régime transitoire . . . . .	38
1.3.2.1	Formes des transitoires . . . . .	39
1.3.2.2	Exploitation des impulsions HF . . . . .	40
1.4	Méthode d'apprentissage . . . . .	41
1.4.1	Méthodes d'apprentissage Manuelles . . . . .	42
1.4.2	Méthodes d'apprentissage automatiques . . . . .	42
1.5	Solutions industrielles . . . . .	42
1.5.1	Watteco . . . . .	42
1.5.2	Fludia . . . . .	43
1.6	Conclusion . . . . .	43
<b>2</b>	<b>Les techniques d'estimation en traitement du signal</b>	<b>44</b>
2.1	Introduction . . . . .	45
2.2	Techniques d'estimations . . . . .	45
2.2.1	La Transformée de Fourier . . . . .	46
2.2.2	La Transformée de Fourier à fenêtre glissante . . . . .	49
2.2.3	La Technique des ondelettes . . . . .	50
2.2.4	La méthode de Prony . . . . .	54



2.2.5	La méthode de Matrix Pencil . . . . .	56
2.2.6	Autres méthodes à haute résolution . . . . .	57
2.3	Critères de choix . . . . .	58
2.4	Méthode de Matrix Pencil . . . . .	63
2.4.1	Fondements théoriques . . . . .	63
2.4.2	Décomposition en valeurs singulières de la matrice de données . . . . .	67
2.4.2.1	Définition . . . . .	67
2.4.2.2	Décomposition de la matrice . . . . .	68
2.4.3	Qualité de l'estimateur de la méthode de Matrix Pencil . . . . .	69
2.4.4	Réglage des paramètres . . . . .	70
2.4.4.1	Choix de L . . . . .	71
2.4.4.2	Choix de M . . . . .	72
2.5	Conclusion . . . . .	72
<b>3</b>	<b>Identification des charges élémentaires en basses fréquences</b>	<b>73</b>
3.1	Introduction . . . . .	74
3.2	Contexte et méthode d'analyse . . . . .	74
3.2.1	Signaux analysés . . . . .	75
3.2.2	Analyse théorique du circuit . . . . .	75
3.2.3	Détermination des valeurs des pôles et des résidus par la méthode de Matrix Pencil	76
3.2.3.1	Détection des changements d'état . . . . .	77
3.2.3.2	Fenêtre d'analyse . . . . .	77
3.2.3.3	Fréquence d'échantillonnage et nombre de points par fenêtre d'analyse	80
3.3	Charge linéaire . . . . .	81
3.3.1	Charge résistive . . . . .	83
3.3.2	Charge RL parallèle . . . . .	86
3.3.3	Charge RC série . . . . .	89
3.3.4	Charge RL série . . . . .	92
3.3.5	Charge RLC série . . . . .	94
3.4	Mise en parallèle des charges élémentaires . . . . .	98
3.4.1	Enclenchements simultanés . . . . .	99
3.4.1.1	Enclenchements simultanés de charges de même type . . . . .	99
3.4.1.2	Enclenchements simultanés de charges de types différents . . . . .	101
3.4.2	Enclenchements séquentiels . . . . .	103
3.5	Cas des charges non linéaires . . . . .	107
3.6	Cas de signaux expérimentaux . . . . .	111
3.7	Conclusion . . . . .	113

<b>4</b>	<b>Identification et localisation des charges élémentaires en hautes fréquences</b>	<b>114</b>
4.1	Introduction . . . . .	116
4.2	Étude théorique du phénomène de propagation sur des lignes de transmission à deux conducteurs . . . . .	116
4.2.1	Équation des télégraphistes . . . . .	117
4.2.2	Cas d'une ligne insérée entre un générateur et une charge . . . . .	118
4.2.3	Cas de lignes cascades . . . . .	120
4.2.4	Cas d'une ligne ramifiée . . . . .	121
4.2.5	Cas particuliers . . . . .	123
4.3	Contexte et méthode d'analyse . . . . .	125
4.4	Lignes sans pertes . . . . .	129
4.4.1	Cas d'une ligne sans pertes adaptée à l'entrée et insérée entre un générateur et une charge résistive . . . . .	129
4.4.2	Cas d'une ligne sans pertes non adaptée, insérée entre un générateur et une charge résistive . . . . .	132
4.4.3	Cas d'une ligne sans pertes adaptée, insérée entre un générateur et une charge capacitive . . . . .	135
4.4.4	Cas de lignes sans pertes cascades, fermées sur une charge résistive et sur une autre selfique . . . . .	138
4.5	Lignes à pertes constantes . . . . .	141
4.5.1	Cas d'une ligne avec pertes constantes adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge résistive . . . . .	141
4.5.2	Cas d'une ligne avec pertes constantes non adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge résistive . . . . .	144
4.5.3	Cas d'une ligne avec pertes constantes adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge capacitive (RC) . . . . .	148
4.6	Lignes à pertes variables . . . . .	150
4.7	Détermination expérimentale des paramètres linéiques . . . . .	154
4.7.1	Extraction des paramètres linéiques . . . . .	155
4.7.1.1	Méthode de mesures à partir d'essais en circuit ouvert et en court circuit . . . . .	155
4.7.1.2	Méthode de mesures à partir d'essais en circuit-ouvert et sur une charge de $50\Omega$ . . . . .	156
4.7.1.3	Méthode de mesures à partir d'essais en court-circuit et sur $50\Omega$ . . . . .	156
4.7.2	Résultats expérimentaux . . . . .	157

4.7.2.1	Mesure de l'atténuation, de la constante de phase, des rapports $\sqrt{\frac{R}{G}}$ et $\sqrt{\frac{L}{C}}$ . . . . .	157
4.7.2.2	Mesure de la vitesse de propagation $\nu$ , de l'inductance $L$ , de la capacité $C$ et de la résistance $R$ . . . . .	159
4.7.3	Identification d'une charge à partir des mesures du coefficient de réflexion issues de l'analyseur de réseau . . . . .	160
4.8	Conclusion . . . . .	161
<b>5</b>	<b>Implémentation et validation expérimentale</b>	<b>163</b>
5.1	Introduction . . . . .	164
5.2	Le prototype COPUS . . . . .	164
5.3	Algorithme d'identification . . . . .	166
5.4	Validation de notre démarche sur le prototype . . . . .	171
5.4.1	Cas du radiateur électrique . . . . .	171
5.4.2	Cas de la lampe halogène . . . . .	173
5.4.3	Cas de charges à consommation cumulée . . . . .	175
5.5	Implémentation temps réel de la méthode de Matrix Pencil . . . . .	177
5.6	Validation dans la maison domotique . . . . .	179
5.6.1	Le chauffage : . . . . .	181
5.6.2	Le ballon d'eau chaude : . . . . .	182
5.6.3	Éclairage : . . . . .	183
5.6.4	Charges en parallèle . . . . .	184
5.6.5	Méthode simple de classification . . . . .	185
5.7	Conclusion . . . . .	188
<b>6</b>	<b>Autres Méthodes de Classification</b>	<b>190</b>
6.1	Introduction . . . . .	191
6.2	Analyse en Composantes Principales . . . . .	191
6.2.1	Matrice de covariance . . . . .	193
6.2.1.1	Matrice de données centrées . . . . .	193
6.2.1.2	Matrices de covariance et de corrélation empiriques . . . . .	194
6.2.2	Valeurs propres et vecteurs propres de la matrice de covariance . . . . .	195
6.2.3	Représentativité des variables . . . . .	197
6.2.4	Représentativité des individus dans les nouveaux axes . . . . .	198
6.2.5	Interprétation de ces axes . . . . .	198
6.2.5.1	Méthode basée sur les variables . . . . .	199

6.2.5.2	Méthode basée sur les individus . . . . .	199
6.3	Support Vector Machine . . . . .	199
6.3.1	Problème à deux classes linéairement séparables . . . . .	200
6.3.2	Problème à deux classes non linéairement séparables . . . . .	201
6.4	Conclusion . . . . .	202
<b>CONCLUSION</b>		<b>203</b>
<b>ANNEXES</b>		<b>207</b>
<b>A La Transformée de Fourier</b>		<b>208</b>
A.1	Définitions et propriétés . . . . .	208
A.2	Transformée de Fourier Discrète . . . . .	209
A.3	Transformée de Fourier fenêtrée . . . . .	209
<b>B Technique des ondelettes</b>		<b>211</b>
B.1	Transformée en ondelettes . . . . .	211
B.2	Transformée en ondelettes discrète . . . . .	212
<b>C Expressions analytiques du courant en ligne pour des circuits électriques de base</b>		<b>214</b>
C.1	Circuit RC série . . . . .	214
C.2	Circuit RL série . . . . .	215
C.3	Circuit RLC série . . . . .	215
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>		<b>217</b>

# Principales notations

$t$	Temps
$\mathbf{S}$	Matrice
$\mathbf{S}^T$	Transposé de la matrice $\mathbf{S}$
$\mathbf{S}^*$	Conjugué de la matrice $\mathbf{S}$
$\mathbf{S}^H$	Conjugué hermitien de la matrice $\mathbf{S}$ , (transposé conjugué)
$\mathbf{S}_i$	Vecteur
$S_{ij}$	Élément d'un vecteur ou d'une matrice
$\mathcal{Re}$	Partie réelle
$\mathcal{Im}$	Partie imaginaire
$diag(\mathbf{S})$	Élément de la diagonale de $\mathbf{S}$
$trace(\mathbf{S})$	La somme de ses éléments diagonaux d'une matrice carrée
$\mathcal{R}$	Résidu ou amplitude complexe
$s$	Pôle complexe
$Z_e$	Impédance caractéristique d'entrée
$Z_c$	Impédance caractéristique d'un conducteur

NIALM	Non Intrusive Appliance Load Monitoring
FFT	Fast Fourier Transform
STFT	Short Time Fourier Transform
WT	Wavelet Transform
SVD	Singular Value Decomposition
FSM	Finite State Machine
MUSIC	MUltiple Signal Classification
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
SRB	Rapport Signal sur Bruit
COPUS	COnsommation Par USages
ACP	Analyse en Composantes Principales
SVM	Machines à Vecteurs de Support

# Table des figures

1.1	<i>Surveillance des charges</i> . . . . .	29
1.2	<i>Connections des différentes charges et grandeurs mesurées dans le cas d'une installation monophasée</i> . . . . .	29
1.3	<i>Modèles d'appareils à états finis : (a) appareil à deux états de 1000W ; (b) lampe à trois modes de fonctionnement ; (c) appareil à quatre états</i> . . . . .	32
1.4	<i>Approximation de la puissance consommée dans deux cas</i> . . . . .	34
1.5	<i>Diagramme bloc de l'architecture</i> . . . . .	34
1.6	<i>Détection du changement d'état</i> . . . . .	35
1.7	<i>Suivi temporel des puissances active et réactive</i> . . . . .	35
1.8	<i>Nuage de points représentant les variations de la puissance active et réactive d'une même charge</i> . . . . .	36
1.9	<i>Variation des puissances active, réactive et du 3<sup>ème</sup> harmonique du courant</i> . . . . .	38
1.10	<i>Détection des changements transitoires de la puissance totale consommée</i> . . . . .	39
1.11	<i>Forme d'impulsion HF générée</i> . . . . .	40
2.1	<i>Signal stationnaire <math>x(t)</math> et module de sa TF</i> . . . . .	47
2.2	<i>Signal non stationnaire <math>x(t)</math> et module de sa TF</i> . . . . .	48
2.3	<i>STFT d'un signal <math>x(t)</math> non stationnaire</i> . . . . .	50
2.4	<i>Signal <math>s(t)</math> non stationnaire et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 2</i> . . . . .	51
2.5	<i>Signaux d'approximations, coefficients et détails d'un signal <math>s(t)</math> non stationnaire</i> . . . . .	52
2.6	<i>Signal non stationnaire sans transitoire et sa décomposition en ondelettes db7 niveau 1</i> . . . . .	53
2.7	<i>Signal non stationnaire avec transitoire et sa décomposition en ondelettes db7 niveau 1</i> . . . . .	54
2.8	<i>Signal <math>x(t)</math> observé sur une durée de 1s, traité avec la TF et la méthode de Matrix Pencil</i> . . . . .	59
2.9	<i>Signal <math>x(t)</math> observé sur une durée de 2s, traité avec la TF et la méthode de Matrix Pencil</i> . . . . .	60
2.10	<i>Signal <math>x(t)</math> bruité observé sur une durée de 1s, traité avec la TF et la méthode de Matrix Pencil</i> . . . . .	61
2.11	<i>* : Pôles du signal <math>x(t)</math> avec la méthode de Matrix Pencil, o : Pôles du signal <math>x(t)</math> avec la méthode de Prony</i> . . . . .	62

2.12	Variances minimales comprises entre $N/3$ et $2N/3$ pour le signal $e^{2\pi 0,1t} + 0,7e^{2\pi 0,3t}$	71
3.1	Principe de la méthode d'analyse	74
3.2	Schéma général d'une charge électrique simulée	75
3.3	Exemple de signal $i(t)$ fourni par SPICE	77
3.4	Suivi des pôles et résidus sur un traitement toutes les périodes du courant	79
3.5	Suivi temporel des pôles et résidus normalisés	80
3.6	Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'une charge résistive	84
3.7	Courant simulé dans le cas d'une charge résistive $R = 100\Omega$	84
3.8	Suivi temporel des pôles et résidus pour une charge résistive $R = 100\Omega$	85
3.9	Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'une charge RL parallèle	86
3.10	Courant simulé dans le cas d'une charge RL parallèle $R = 1\Omega$ et $L = 10mH$	87
3.11	Suivi temporel des pôles et résidus pour une charge RL parallèle $R = 1\Omega$ et $L = 10mH$	88
3.12	Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'une charge RC série	89
3.13	Courant simulé dans le cas d'une charge RC série $R = 10\Omega$ et $C = 1mF$	89
3.14	Suivi temporel des pôles et résidus pour une charge RC série $R = 10\Omega$ et $C = 1mF$	91
3.15	Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'une charge RL série	92
3.16	Courant simulé dans le cas d'une charge RL série $R = 1\Omega$ et $L = 10mH$	92
3.17	Suivi temporel des pôles et résidus pour une charge RL série $R = 1\Omega$ et $L = 10mH$	94
3.18	Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'une charge RLC série	95
3.19	Courant simulé dans le cas d'une charge RLC série $R = 1\Omega$ , $L = 20mH$ et $C = 60mF$	95
3.20	Suivi temporel des pôles et résidus pour une charge RLC série $R = 1\Omega$ , $L = 20mH$ et $C = 60mF$	97
3.21	Schéma électrique du circuit simulé dans le cas de deux charges RC série mises en parallèle et enclenchées simultanément	100
3.22	Courant simulé dans le cas de deux charges RC série enclenchées simultanément $\tau_1 = R_1C_1 = 10 \times 10^{-3} = 10ms$ et $\tau_2 = R_2C_2 = 10 \times 5 \cdot 10^{-3} = 50ms$	100
3.23	Suivi temporel des pôles et résidus pour deux charges RC série enclenchées simultanément $\tau_1 = R_1C_1 = 10 \times 10^{-3} = 10ms$ et $\tau_2 = R_2C_2 = 10 \times 5 \cdot 10^{-3} = 50ms$	101
3.24	Schéma électrique du circuit simulé dans le cas de l'enclenchement simultané d'une charge $R_1C_1$ série mise en parallèle avec une charge $R_2L_2C_2$ série	102
3.25	Courant simulé dans le cas l'enclenchement simultané d'une charge $R_1C_1$ série mise en parallèle avec une charge $R_2L_2C_2$ série $R_1 = 10\Omega$ , $C_1 = 50mF$ et $R_2 = 1\Omega$ , $C_2 = 30mF$ , $L_2 = 1mH$	102
3.26	Suivi temporel des pôles et résidus normalisés dans le cas l'enclenchement simultané d'une charge $R_1C_1$ série mise en parallèle avec une charge $R_2L_2C_2$ série $R_1 = 10\Omega$ , $C_1 = 50mF$ et $R_2 = 1\Omega$ , $C_2 = 30mF$ , $L_2 = 1mH$	103

3.27	Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'enclenchements séquentiels de trois charges mises en parallèle . . . . .	104
3.28	Allure du courant simulé dans le cas d'enclenchements séquentiels de trois charges $R_1 = 10\Omega$ enclenchée à $t_1 = 0,1s$ , $R_2 = 1\Omega$ $L_2 = 20mH$ enclenchée à $t_2 = 0,27s$ et $R_3 = 1\Omega$ $C_3 = 100mF$ enclenchée à $t_3 = 0,41s$ . . . . .	104
3.29	Décomposition en Ondelettes db4 niveau 1 du courant d'entrée . . . . .	105
3.30	Suivi temporel des valeurs singulières . . . . .	106
3.31	Suivi temporel des pôles et résidus normalisés dans le cas d'enclenchements séquentiels de trois charges $R_1 = 10\Omega$ enclenchée à $t_1 = 0,1s$ , $R_2 = 1\Omega$ $L_2 = 20mH$ enclenchée à $t_2 = 0,27s$ et $R_3 = 1\Omega$ $C_3 = 100mF$ enclenchée à $t_3 = 0,41s$ . . . . .	106
3.32	Courant simulé fourni à une charge non linéaire . . . . .	108
3.33	Courant simulé dans le cas de la charge non linéaire définie par le tableau 3.13 . . . . .	109
3.34	Suivi temporel des pôles et résidus normalisés dans le cas de la charge non linéaire définie par le tableau 3.13 . . . . .	110
3.35	Dispositif de mesures . . . . .	111
3.36	Allure du courant mesuré dans le cas de cette configuration . . . . .	112
3.37	Suivi temporel des pôles et résidus pour cette configuration . . . . .	112
4.1	Quadripôle équivalent d'une cellule de ligne à deux conducteurs . . . . .	117
4.2	Schéma d'une ligne chargée . . . . .	119
4.3	Exemple de deux lignes cascades . . . . .	120
4.4	Cas d'une ligne ramifiée . . . . .	121
4.5	Comparaison d'un même signal issu de la théorie et de la simulation . . . . .	126
4.6	Principe de la méthode d'analyse . . . . .	126
4.7	Réponse de la fonction de transfert pour différents types de lignes avec $R_0 = 0,1\Omega/m$ , $G = 0S/m$ , $L = 0,25\mu H/m$ , $C = 100pF/m$ , $\tau_0 = 4\mu s$ , $x_1 = 300m$ , $Z_{u1} = \frac{Rc}{2}$ . . . . .	128
4.8	(a) : Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1, (b) Zoom de la tension lors du changement d'état . . . . .	131
4.9	Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés . . . . .	131
4.10	Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1 . . . . .	134
4.11	Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés . . . . .	134
4.12	(a) : Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db5 niveau 1, (b) Zoom de la tension lors du changement d'état . . . . .	137
4.13	Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés . . . . .	137
4.14	Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db7 niveau 1 . . . . .	140
4.15	Suivi des pôles et des résidus normalisés . . . . .	140
4.16	Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1 . . . . .	143



4.17	<i>Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés</i>	143
4.18	<i>Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1</i>	146
4.19	<i>Suivi des pôles et des résidus normalisés</i>	147
4.20	<i>(a) : Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1, (b) Zoom de la tension lors du changement d'état</i>	149
4.21	<i>Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés</i>	150
4.22	<i>Tension d'entrée</i>	152
4.23	<i>Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db5 niveau 1</i>	153
4.24	<i>Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés</i>	154
4.25	<i>Configuration des essais pour la mesure du coefficient de réflexion à l'entrée</i>	157
4.26	<i>Atténuation, constante de phase, <math>\sqrt{\frac{R}{G}}</math> et <math>\sqrt{\frac{L}{C}}</math> d'un câble de 3m</i>	158
4.27	<i>Vitesse de propagation, inductance, capacité, résistance d'un câble de 3m</i>	159
4.28	<i>Partie réelle de la charge résistive à identifier</i>	160
4.29	<i>Partie imaginaire de la charge résistive à identifier</i>	161
5.1	<i>Banc de test</i>	165
5.2	<i>Architecture du prototype COPUS</i>	166
5.3	<i>schéma fonctionnel du dispositif d'identification de la consommation par usages</i>	167
5.4	<i>Algorithme général</i>	168
5.5	<i>Algorithme de la routine de traitement</i>	169
5.6	<i>Algorithme de la routine de classification</i>	170
5.7	<i>Courant dans le radiateur électrique</i>	171
5.8	<i>Suivi temporel de la première valeur singulière</i>	172
5.9	<i>Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés du courant consommé par le radiateur</i>	172
5.10	<i>Courant de la lampe halogène</i>	173
5.11	<i>Suivi temporel de la première valeur singulière</i>	174
5.12	<i>Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés du courant consommé par le radiateur</i>	174
5.13	<i>Courant cumulé mesuré</i>	175
5.14	<i>Suivi temporel de la première valeur singulière</i>	176
5.15	<i>Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés du courant total</i>	176
5.16	<i>Répartition du temps d'acquisition et du temps de traitement Matrix Pencil pour une même fenêtre d'observation (a) d'une demi période <math>T = 10ms</math> (b) d'une période <math>T = 20ms</math></i>	177
5.17	<i>Illustration des temps de traitement et d'acquisition dans le cas d'un traitement supérieur à 20ms</i>	178
5.18	<i>Courant reconstruit</i>	184
5.19	<i>Données de comptages relevées lors du test</i>	187

---

6.1	<i>Hyper plan de séparation des deux classes</i> . . . . .	200
6.2	<i>Séparation de classes linéaire</i> . . . . .	201
6.3	<i>Séparation de classes non linéaire</i> . . . . .	202
B.1	<i>schéma de la décomposition en ondelettes</i> . . . . .	213

# Liste des tableaux

3.1	<i>Pôles et résidus associés pour une fenêtre d'analyse <math>(0 - 0,8s)</math></i>	78
3.2	<i>Pôles et résidus théoriques dans le cas d'une charge résistive <math>R</math></i>	85
3.3	<i>Valeurs des pôles et résidus dans le cas d'une charge <math>R = 100\Omega</math></i>	85
3.4	<i>pôles et résidus théoriques dans le cas d'une charge RL parallèle</i>	87
3.5	<i>Valeurs des pôles et résidus dans le cas d'une charge RL parallèle <math>R = 1\Omega</math> et <math>L = 10mH</math></i>	88
3.6	<i>pôles et résidus théoriques dans le cas d'une charge RC série</i>	90
3.7	<i>Valeurs des pôles et résidus dans le cas d'une charge RC série <math>R = 10\Omega</math> et <math>C = 1mF</math></i>	91
3.8	<i>pôles et résidus théoriques dans le cas d'une charge RL série</i>	93
3.9	<i>Valeurs des pôles et résidus dans le cas d'une charge RL série <math>R = 1\Omega</math> et <math>L = 10mH</math></i>	94
3.10	<i>pôles et résidus théoriques dans le cas d'une charge RLC série</i>	96
3.11	<i>Valeurs des pôles et résidus dans le cas d'une charge RLC série <math>R = 1\Omega</math>, <math>L = 20mH</math> et <math>C = 60mF</math></i>	97
3.12	<i>Paramètres de comparaison entre les charges élémentaires</i>	98
3.13	<i>pourcentage des harmoniques de courant</i>	109
3.14	<i>valeurs numériques des pôles et résidus issues de l'analyse d'une fenêtre</i>	110
4.1	<i>Pôles et résidus théoriques dans le cas d'une ligne sans pertes adaptée à l'entrée, insérée entre un générateur et une charge résistive</i>	130
4.2	<i>Valeurs des pôles et des résidus</i>	132
4.3	<i>Expressions théoriques des Pôles et des résidus dans le cas d'une ligne sans pertes non adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge résistive</i>	133
4.4	<i>Valeurs des pôles et des résidus</i>	135
4.5	<i>Pôles et résidus théoriques dans le cas d'une ligne sans pertes adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge capacitive</i>	136
4.6	<i>Valeurs des pôles et des résidus</i>	138
4.7	<i>Pôles et résidus dans le cas d'une ligne avec pertes constantes adaptée à l'entrée et insérée entre un générateur et une charge résistive</i>	142
4.8	<i>Valeurs des pôles et des résidus</i>	144

4.9	<i>Pôles et résidus dans le cas d'une ligne avec pertes constantes non adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge résistive . . . . .</i>	146
4.10	<i>Pôles et résidus dans le cas d'une ligne avec pertes adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge capacitive . . . . .</i>	149
5.1	<i>Profiling de la routine Matrix Pencil pour une valeur de <math>M = 3</math> . . . . .</i>	179
5.2	<i>Signature du panneau rayonnant . . . . .</i>	181
5.3	<i>Signature du ballon d'eau chaude . . . . .</i>	182
5.4	<i>Signature des lampes à basses consommations . . . . .</i>	183
5.5	<i>Signature de charges en parallèle . . . . .</i>	185

# *INTRODUCTION GÉNÉRALE*

# Introduction générale

EDF, groupe énergétique européen présent sur le marché Européen et mondial, est conscient de ses responsabilités vis-à-vis des générations présentes et futures. Enjeu planétaire du XXI<sup>e</sup> siècle, le développement durable se propose de concilier croissance économique, respect de l'environnement et progrès social. En 2003, près de 20 % du budget de la division Recherche & Développement du groupe EDF ont été investis dans des recherches liées au développement durable : Energies renouvelables, d'éco-efficacité énergétique. Toutes les innovations issues de ces recherches participent à l'engagement d'EDF. Le travail de recherche qui est proposé ici est donc relatif au suivi et à l'économie d'énergie. C'est dans le cadre d'une thèse CIFRE avec EDF R&D de Clamart et Landis+Gyr de Montluçon que mes travaux sont réalisés. Mon projet de recherche consiste à déterminer la consommation des charges électriques classées par usages en milieu domestique.

L'idée d'intégrer cette fonctionnalité dans le compteur d'énergie électrique donne plus de liberté et de maîtrise du consommateur de sa consommation en temps réel. C'est dans ce contexte que Landis+Gyr nous a offert son expertise dans ce projet. Landis+Gyr est le principal fournisseur de solutions intégrées de gestion des énergies adaptées aux besoins des entreprises énergétiques. Leader mondial du comptage électrique, avec une position éminente dans la gestion du comptage avancé, AMM (Advanced Metering Management), la division française de Landis+Gyr est également centre de compétences R&D et CPL (Courant Porteur en Ligne).

## **CONTEXTE**

La connaissance des usages domestiques constitue un défi pour EDF. En effet, la consommation domestique en électricité représente 40% de la consommation totale du secteur et plus d'un tiers de la puissance totale appelée aux heures de pointe. Mieux connaître la consommation permettra de mieux anticiper la production et d'adapter les investissements futurs.

L'idée de reconstruire les courbes de charges par usages a fait son apparition dans les années 80 aux États Unis et en 1989 en France. Il s'agit alors de déterminer la consommation des charges électriques en milieu domestique à partir de la mesure des variations des puissances active et réactive. Ces dernières

permettent de distinguer les charges purement résistives, capacitives ou inductives. L'origine de ces variations est le plus souvent une mise en marche, un arrêt ou un changement d'état d'un appareil à plusieurs états.

## ***PROBLÉMATIQUE***

Des enquêtes auprès des clients ont montré l'intérêt de la connaissance de la consommation par usages pour une meilleure maîtrise de leur consommation d'électricité. Toutefois, pour avoir une décomposition fiable de la facture d'électricité selon les différents usages (groupe d'appareils électriques) utilisés par les clients, il faut disposer de compteurs pour tous les appareils de l'installation, ce qui n'est pas viable économiquement. Une solution alternative est de disposer de techniques permettant d'estimer ces consommations à partir de la seule courbe de charges générale complétée par un minimum de données contextuelles (contrat, informations sur les usages fortement consommateurs, etc..).

L'objectif de cette thèse est d'évaluer l'apport de méthodes d'identification jamais utilisées dans ce domaine d'activité.

Mon projet de recherche consiste à déterminer la répartition de la consommation par usages en milieu domestique à partir exclusivement des mesures faites au niveau du compteur d'énergie en amont de l'installation. Ces mesures doivent être non intrusives : ni capteur, ni phase d'apprentissage à l'intérieur de la résidence.

L'approche non intrusive présente plusieurs avantages. Elle permet notamment à partir des mesures effectuées au niveau du compteur de traiter les courbes de charges et d'en extraire les informations utiles pour l'identification. Notre étude ne vise pas à identifier tous les usages possibles dans une installation domestique. Elle portera plus précisément sur les usages les plus consommateurs tels que le chauffage, l'éclairage et l'eau chaude sanitaire. Les autres consommations formeront le quatrième groupe.

## ***TRAVAUX RÉALISÉS***

### ***État de l'art***

En collaboration avec l'équipe d'EDF R&D de Clamart, j'ai tout d'abord fait un bilan sur les méthodes des NIALM (Non-Intrusive Appliance Load Monitoring) pour le suivi et l'identification des charges. Un des points critiques de ces méthodes réside dans l'élaboration d'une base de données recueillant les paramètres appelés signatures caractéristiques des charges. L'élaboration de cette base de données nécessite une phase d'apprentissage plus ou moins intrusive. Parmi les techniques existantes, on peut distinguer deux types de NIALM, celles utilisant une phase d'apprentissage automatisée des appareils : AS-NIALM et celles utilisant une phase d'apprentissage manuelle des appareils : MS-NIALM. Les MS-NIALM sont

plus précises que les AS-NIALM grâce au recueil des signatures des appareils à différents états. Cette semi-intrusion reste cependant gênante pour le client et peu attractive pour EDF.

Plusieurs produits industriels répondant à cet objectif sont sur le marché tels les produits WATTECO et FLUDIA qui présentent des inconvénients au niveau du degré d'intrusion et d'apprentissage. D'où l'idée de proposer une nouvelle technique pour identifier les charges en temps réel qui repose seulement sur les informations relevées à l'entrée de l'installation telles que le courant et la tension. Cette technique permettra à l'utilisateur de suivre sa consommation en temps réel et de s'auto-éduquer pour un meilleur respect du développement durable.

### ***Choix d'une nouvelle technique d'identification***

Quand on regarde les courbes de consommations de chaque charge, la reconnaissance est évidente, or la tâche la plus difficile est de ressortir chaque courbe de consommation à partir de la consommation globale entachée de bruit et contenant à la fois la consommation de petites charges comme une lampe de veille et de charges importantes telles que le chauffage électrique ou le four.

Une des contraintes évidentes de mon travail est d'utiliser une nouvelle méthode d'identification. Le travail bibliographique m'a conduit à explorer les techniques de traitement du signal à hautes résolutions pour l'identification. Après l'évaluation de plusieurs de ces méthodes, notre choix s'est porté, sur la méthode de " Matrix Pencil".

### ***Identification des charges élémentaires en basses fréquences***

La première phase est de détecter les instants de changements d'états qui se traduisent par des variations de courant se produisant lors des mises en marche ou des arrêts des appareils domestiques. Le traitement du courant par la méthode de " Matrix Pencil " permet de caractériser ce courant par des valeurs singulières, des pôles et des résidus, qui représenteront par la suite, la signature de l'appareil qui vient de changer d'état. Le suivi temporel de l'ensemble de ces pôles et résidus, permettra de suivre l'évolution des états des charges. Le traitement de ces relevés permet de renseigner sur la nature et le nombre des charges en présence et surtout sur leur consommation. Ces données peuvent en outre subir des traitements statistiques pour être regroupées par usages. Cette approche théorique a été implantée en pratique dans un microcontrôleur intégré au compteur d'énergie électrique et s'approchant du fonctionnement en temps réel.

### ***Identification des charges élémentaires en hautes fréquences***

Un autre aspect de mon travail consiste à m'intéresser également à l'identification des charges à hautes fréquences, en injectant une excitation sinusoïdale de fréquence  $50MHz$  et en analysant le courant à l'entrée par la technique de " Matrix Pencil ". L'avantage de cette technique est la possibilité de déterminer les caractéristiques des câbles électriques et la distance séparant la charge du compteur général.



Cette technique développée et validée en théorie ne l'est pas encore en pratique faute d'adaptation à une solution économique viable dans un compteur capable d'échantillonner et de traiter le signal à  $1\text{GHz}$  en temps réel.

### ***Conception du compteur d'énergie électrique avec la fonction d'identification***

L'objectif de ce volet est la réalisation d'un prototype de faisabilité comprenant la fonction d'identification de la consommation d'électricité par usages intégrable dans un compteur d'énergie électrique. Cette nouvelle technique d'identification brevetée [3], a été insérée dans le compteur électrique. Pour cela, il a fallu développer la fonctionnalité qui sera intégrée dans le boîtier du compteur indépendamment de la fonction comptage d'énergie. La carte électronique comprend un système d'acquisition de la tension réseau et du courant consommé par l'ensemble des charges. Un microcontrôleur a été choisi. La méthode de " Matrix Pencil " est implantée en langage C. Une interface entre le compteur et le PC, permet de remonter les données utiles sous forme d'index pour la phase de développement. Le suivi de la consommation générale se fait à partir des quatre usages : eau chaude sanitaire, éclairage, chauffage et "autres". Dans cette phase, le rôle de Landis+Gyr est d'apporter son expertise dans la conception de compteurs électriques. Ils nous ont conseillé dans les choix techniques et dans la manière d'appréhender le portage de la solution dans un compteur et nous ont aidé à la réalisation du prototype.

### ***Validation du compteur dans la maison domotique chez EDF " les Renardières "***

Deux campagnes de mesures ont été réalisées dans la maison domotique située au centre de recherche EDF les Renardières, l'objectif est d'enregistrer les signatures des appareils, d'évaluer les performances du code implémenté dans le prototype du compteur ainsi que sa capacité à représenter fidèlement chaque charge électrique par des pôles et des résidus. Les résultats de cette expérimentation sont prometteurs.

Ce document comporte six chapitres. Le premier chapitre du manuscrit évoque l'état de l'art dans le domaine de l'identification des charges en milieu résidentiel. Il a permis de nous éclairer sur les différentes méthodes utilisées dans ce domaine, d'identifier leurs avantages et inconvénients. Cette étude a également mis en avant le besoin de trouver une nouvelle méthode moins intrusive et plus fiable.

Le second chapitre présente les différentes techniques de traitement du signal pour des lecteurs peu familiers avec ces méthodes. Ce chapitre va nous tracer le chemin qui nous a mené à choisir la méthode de "Matrix Pencil" pour l'identification des charges électriques.

Le troisième et quatrième chapitre, sont consacrés aux développements théoriques de la méthode de "Matrix Pencil" appliquée sur des signaux issus des mesures du courant et tension de charges canoniques, dans les cas des basses fréquences et hautes fréquences. Les charges électriques auront une signature en termes de valeurs singulières, de pôles et de résidus.

Le prototype développé intégrant la nouvelle technique d'identification, de suivi et de détermination de la consommation par usages est présenté dans le cinquième chapitre . Une campagne de mesures a permis de tester la technique d'identification et de proposer une méthode simple pour classer les usages et leurs consommations.

Le dernier chapitre permet d'initier la réflexion sur d'autres méthodes de classification. Une attention particulière a été portée à l'Analyse en Composantes Principales (ACP) et aux Machines à Vecteurs de Support (SVM).

La première consiste à faire ressortir des axes principaux qui facilitent la classification des usages. Le second consiste à décomposer l'espace en zones propres aux usages considérés.

D'autres méthodes plus connues comme le réseau de Neurones, les chaînes de Markov ou les représentations temps-fréquence méritent d'être approfondis avant de choisir la méthode la plus robuste théoriquement et la moins coûteuse numériquement.

L'ensemble de ces méthodes sont à appliquer aux signatures préalablement extraites par notre méthode de Matrix Pencil.

# Chapitre 1

## NIALM : État de l’art

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>27</b>
<b>1.2</b>	<b>L’Évolution des NIALM . . . . .</b>	<b>27</b>
<b>1.3</b>	<b>Paramètres utilisés et méthodes d’identification . . . . .</b>	<b>28</b>
1.3.1	Régime permanent . . . . .	30
1.3.2	Régime transitoire . . . . .	38
<b>1.4</b>	<b>Méthode d’apprentissage . . . . .</b>	<b>41</b>
1.4.1	Méthodes d’apprentissage Manuelles . . . . .	42
1.4.2	Méthodes d’apprentissage automatiques . . . . .	42
<b>1.5</b>	<b>Solutions industrielles . . . . .</b>	<b>42</b>
1.5.1	Watteco . . . . .	42
1.5.2	Fludia . . . . .	43
<b>1.6</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>43</b>

---

## 1.1 Introduction

Les méthodes des NIALM sont développées pour la surveillance de la consommation par usages dans le secteur résidentiel et industriel. A partir des données physiques mesurées à l'entrée d'une installation, ces méthodes permettent d'analyser la consommation totale et d'extraire les informations sur les charges en présence sans intrusion.

Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps l'histoire des NIALM qui a commencé dans les années 80. Une deuxième phase consiste à exposer les différentes techniques utilisées pour l'identification des charges électriques tant en régime permanent qu'en régime transitoire. Les paramètres utilisés peuvent être la puissance active, la puissance réactive, la valeur efficace du courant. Dans une troisième phase, je présente les différentes méthodes d'apprentissage nécessaires à l'élaboration de la base de données et quelques produits industriels réalisant une identification de la consommation par usages.

Le but final n'est pas de conclure sur le choix définitif d'une méthode, mais de qualifier de façon objective les avantages et les inconvénients rencontrés dans chacune des techniques utilisées.

## 1.2 L'Évolution des NIALM

L'histoire des méthodes des NIALM est assez récente, les premiers développements dans ce domaine ont été introduits en 1982 aux États Unis puis en France en 1989 et en Finlande en 1993.

Les méthodes des NIALM doivent être capables de détecter les changements d'état provoqués par une mise en marche ou en arrêt d'une charge, ainsi que de renseigner sur la nature et le nombre des charges en présence. Les grandeurs à mesurer sont les signaux correspondant à la tension d'alimentation totale  $u(t)$  et le courant totale de consommation  $i(t)$ .

G. W. HART [16, 20] de l'Institut de Technologie de Massachusetts (MIT) fut le premier à analyser les variations de la puissance totale afin de déterminer le type de charge. Ces techniques étaient alors réservées à l'identification de charges à deux états telles une lampe mais restaient inefficaces pour l'identification de charges à plusieurs états telles une machine à laver.

Au cours des vingt dernières années, les chercheurs ont amélioré la technique des NIALM. La technique se décompose essentiellement en trois étapes : l'extraction de l'information, la détection d'événement, et le modèle d'identification des charges. L'étape d'extraction consiste à transformer l'information fournie par les signaux mesurés (courant et tension) en puissance active, puissance réactive, harmoniques de courant, etc qui constituent les paramètres à analyser. Les variations de ces paramètres comparées à des

multiples bases de données permettent de détecter un évènement. Ces variations corrélées à une base de données permettent d'identifier les charges en commutation.

La mise en oeuvre la plus basique des NIALM se base sur la variation de la puissance active. Cette approche a été étudiée entre autre par Hart [16], mais ne permet pas d'identifier certains appareils.

Chez EDF, une première approche, développée par F. SULTANEM dans les années 90 [5, 22] est basée sur la variation du courant efficace, des puissances active et réactive. Elle est suivie par le développement d'une seconde approche par M. BONS utilisant les chaînes de markov cachées [21] en 1994. Cette dernière permet de reconnaître la nature structurelle des appareils, ainsi que la combinaison des appareils cohabitant dans la même installation.

Par ailleurs T. ONADA [13] a utilisé les harmoniques du courant (jusqu'au 13<sup>ième</sup>) pour distinguer des charges similaires du point de vu des puissances active et réactive. Cette technique s'est avérée performante dans les secteurs industriels. En outre, ces harmoniques renseignent sur le bon fonctionnement des appareils.

Une autre méthode, développée par LEEB en 1993 [31, 33], permet d'identifier les charges à partir des formes des puissances active et réactive en régime transitoire.

Un état de l'art sur les travaux concernant les méthodes des NIALM a été réalisé au début de cette thèse [1]. Cette étude a permis de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de chacune des techniques existantes.

Notre recherche bibliographique s'est étendue même sur plusieurs brevets d'invention en France, en Europe et aux États unis [4, 15] pour englober tous les travaux existants.

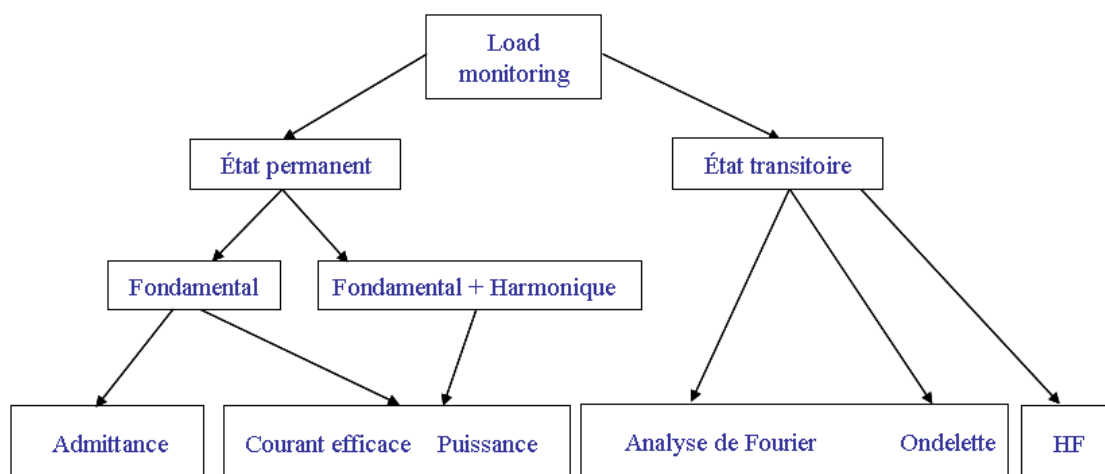
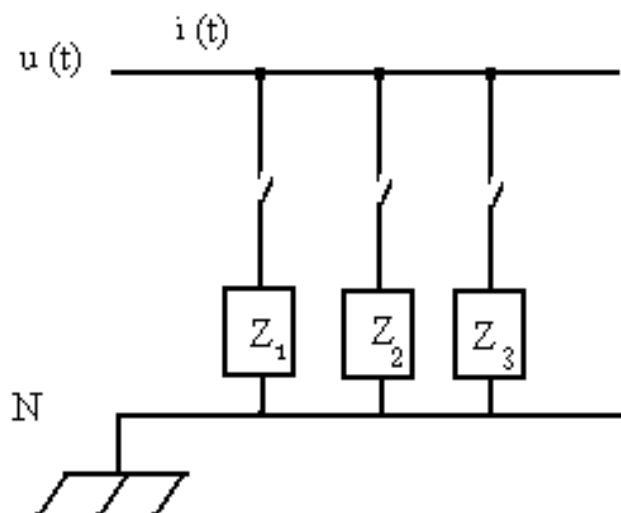
### 1.3 Paramètres utilisés et méthodes d'identification

L'objet de cette section est de présenter en détail les principales méthodes d'identification mises au point depuis le début des années 80 pour répondre au problème de l'identification des charges (figure 1.1). L'analyse de chacune de ces méthodes permettra de mettre en évidence ses avantages et inconvénients.

Le procédé devant être non intrusif, la mesure doit se faire au niveau de l'alimentation de l'installation électrique. Les signaux mesurés figure 1.2 sont la tension d'alimentation  $u(t)$  à valeur efficace quasi constante et le courant fourni par l'alimentation  $i(t)$  directement lié aux charges en cours de consommation.

D'une manière générale, les méthodes des NIALM développées peuvent être classées en deux familles :

- Celles qui analysent le régime permanent.
- Celles qui analysent le régime transitoire.

FIGURE 1.1 – *Surveillance des charges*FIGURE 1.2 – *Connections des différentes charges et grandeurs mesurées dans le cas d'une installation monophasée*

L'échantillonnage de ces signaux peut être à basses fréquences ou à hautes fréquences selon les phénomènes à observer en régime permanent ou transitoire.

Les paramètres analysés peuvent être les puissances active et/ou réactive, la valeur efficace du courant, l'admittance, etc. Les méthodes d'identification consistent à corréler les valeurs de ces paramètres aux valeurs stockées dans une base de données. Les valeurs stockées correspondent à des appareils et sont appelées signatures de ces appareils.

### 1.3.1 Régime permanent

Pour un traitement en régime permanent, la fréquence des mesures peut être faible. Une mesure toutes les secondes permet la reconnaissance de la plupart des appareils. La détection d'un changement d'état est lié à la variation du courant qui se traduit aussi par une variation de la puissance. Un seuil de variation séparera les variations dues aux bruits d'échantillonnage (ou aux modifications internes de la charge) des variations provoquées par un changement d'état.

L'étude qui suit ne considère que la fréquence fondamentale ( $50Hz$ ). La question posée est la suivante : comment répartir la puissance totale observée au compteur en puissances particulières consommées par différentes charges ? La démarche utilisée consiste tout d'abord à détecter un changement d'état lorsque l'amplitude de la variation (positive ou négative) du paramètre observé est supérieure à un certain seuil de tolérance. Une fois le signal stabilisé, une deuxième étape consiste à comparer l'amplitude de cette variation avec les signatures stockées dans une base de données. Il est évident que si deux événements apparaissent simultanément, cela mènera à un problème d'identification.

Les signatures seront principalement basées sur la variation de la puissance active, de la puissance réactive, ou de la valeur efficace du courant ou encore de la variation de l'admittance/impédance totale.

#### 1.3.1.1 Rappel

La puissance active (en Watt) sur une période de temps  $T$  est de la forme :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (1.1)$$

Où  $p(t)$  représente la puissance instantanée :

$$p(t) = u(t) i(t) \quad (1.2)$$

En régime alternatif sinusoïdal et pour une installation monophasée, dans le cas le plus répandu d'un courant déphasé en arrière d'un angle  $\varphi$  par rapport à la tension :

$$v(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t) \quad (1.3)$$

$$i(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi) \quad (1.4)$$

$p(t)$  s'écrit comme :

$$p(t) = VI\cos(\varphi)(1 - \cos(2\omega t)) - VI\sin(\varphi)\sin(2\omega t) \quad (1.5)$$

Le premier terme de  $p(t)$  a une valeur moyenne de  $VI\cos(\varphi)$ , le second a une valeur moyenne nulle. La puissance moyenne de  $p(t)$  représente la puissance active  $P$  exprimée en Watt ( $W$ ) et donc la puissance consommée :

$$P = VI\cos(\varphi) \quad (1.6)$$

L'amplitude du second terme de  $p(t)$  représente la puissance réactive  $Q$  exprimée en Volt Ampère Réactif ( $VAR$ ) :

$$Q = VI\sin(\varphi) \quad (1.7)$$

Pour caractériser une charge, ces puissances active et réactive peuvent être une bonne représentation. En se basant sur le théorème de Boucherot, et en régime sinusoïdal de tension et de courant, les puissances totales active et réactive consommées par une installation électrique comportant plusieurs charges est la somme respective des puissances active et réactive de chaque charge en consommation.

Cette théorie va mener plusieurs auteurs dont G. W. HART [16, 20], H. PIHALA [23], et F. SULTANEM [22] à décomposer la puissance totale consommée en puissances individuelles.

Un suivi des variations des paramètres permettra d'identifier les appareils. Il est pour cela nécessaire de connaître le nombre d'appareils dans l'installation ainsi que leurs consommations individuelles. L'estimation de la consommation individuelle s'est avérée difficile compte tenu du nombre important de charges électriques ainsi que de la présence de charges non recensées ou à puissance variable.

### 1.3.1.2 Puissance active

Le premier à utiliser comme paramètre la variation de la puissance active est G.Hart [16], qui a conçu un appareil dédié à l'identification de charges pour la consommation individuelle [4]. Il utilise des modèles de combinaisons des charges électriques. La consommation totale dépend des charges en présence, pour cela il construit un vecteur booléen  $a(t)$  dont les composantes  $a_i(t)$  décrivent l'état des  $n$  charges de



l'installation :

$$a_i(t) = \begin{cases} 1, & \text{Si l'appareil } i \text{ est en marche à l'instant } t \\ 0, & \text{Si l'appareil } i \text{ est en arrêt à l'instant } t \end{cases} \quad i = 1, \dots, n \quad (1.8)$$

Il construit un vecteur  $P$  dont les composantes  $P_i$  correspondent à la puissance active de l'appareil  $i$ .

La puissance consommée  $P(t)$  peut s'écrire :

$$P(t) = \sum_{i=1}^n a_i(t) P_i + e(t) \quad (1.9)$$

où  $e(t)$  représente le terme d'erreur.

Le modèle proposé dans l'Eq.1.9 est équivalent à un modèle d'estimation de la puissance et a pour but d'être le plus proche de la puissance réelle consommée. Les composantes  $a_i(t)$  sont déterminées en minimisant l'erreur  $e(t)$ .

Dans sa quête du suivi et de l'identification des charges, un seul appareil peut se mettre en marche ou en arrêt à un instant donné. Les modèles qu'il utilise pour caractériser les états des appareils peuvent être de la forme suivante :

- modèle à deux états : ON et OFF.
- modèle à plusieurs états finis, (Finite State Machine FSM).

Ces deux modèles permettent de décrire la plupart des appareils domestiques. La figure 1.3 montre des exemples d'appareils à plusieurs états bien identifiés.

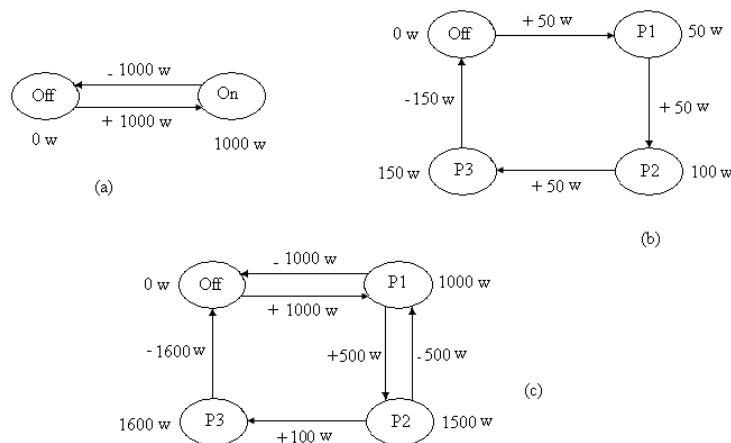


FIGURE 1.3 – Modèles d'appareils à états finis : (a) appareil à deux états de 1000W ; (b) lampe à trois modes de fonctionnement ; (c) appareil à quatre états

Le procédé d'identification consiste à associer les variations positives avec celles qui sont négatives pour constituer le cycle de fonctionnement des charges. Par exemple, dans le cas de la figure 1.3, l'enregistrement successif d'une variation positive de  $1000W$  suivi d'une autre positive de  $500W$ , puis d'une variation négative de  $-500W$  et  $-1000W$  mettra en évidence qu'il s'agit de la charge (c) avec ces deux états  $P1$  et  $P2$ .

Les puissances actives étant additives, cette approche n'accepte qu'un seul changement d'état sur une période d'échantillonnage [18].

Une évolution consiste à analyser la puissance active normalisée par rapport à la tension secteur mesurée. Cette technique permet d'éliminer l'influence des fluctuations éventuelles du réseau.

Les principales limitations de cette méthode sont :

- La difficulté à différencier des appareils différents à consommation similaire.
- La difficulté à identifier les appareils dont la signature est non constante dans le temps. Par exemple un appareil type chauffage pour lequel la puissance active dépend d'une résistance dont la valeur fluctue avec la température, et pour lequel la variation de puissance active à la mise en marche (ON) ne correspond donc pas à celle de la mise en arrêt (OFF).
- La possibilité de perdre un état dans le cas de charge à plusieurs états, qui conduit alors à un bilan de cycle différent de zéro.
- La difficulté à identifier les charges dans le cas où leurs mises en marche sont rapprochées dans le temps.

Les travaux de A. I COLE and A. ALBICKI [24] constituent le prolongement des travaux de G. HART dans le domaine de l'identification des charges et le calcul de la puissance consommée des charges variables dans le temps. Ils utilisent plusieurs techniques d'approximation de la surface (voir figure 1.4.a à droite) en fonction du temps et de la valeur de puissance réelle consommée comme le montre la figure pour pouvoir estimer l'énergie consommée 1.4.

Pour palier ces difficultés, l'idée a été d'augmenter le nombre de paramètres caractérisant une charge. Dans un premier temps, la puissance réactive a été explorée, en effet, elle permet de distinguer les appareils comportant des éléments inductifs ou capacitifs de ceux qui sont complètement résistifs en mesurant leur puissance réactive.

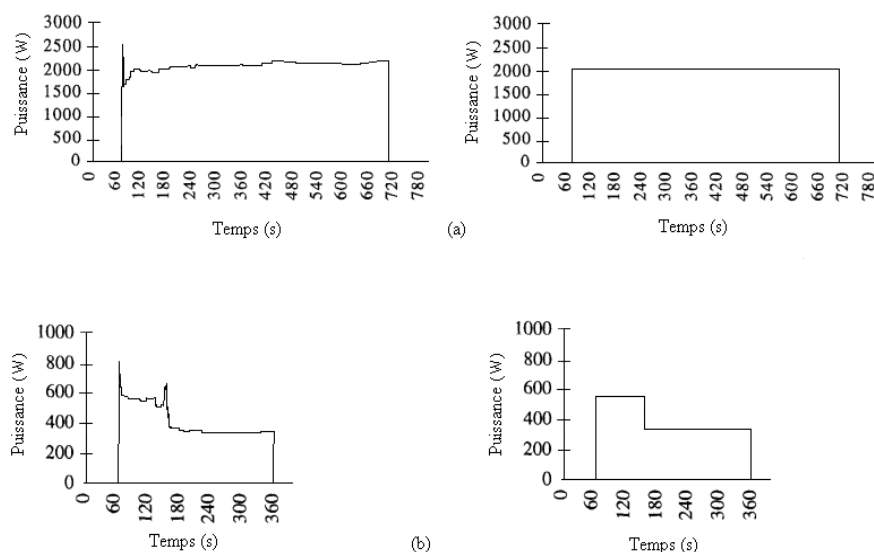


FIGURE 1.4 – Approximation de la puissance consommée dans deux cas

### 1.3.1.3 Puissances active et réactive

La consommation en puissance réactive des charges domestiques est faible par rapport à celle de la puissance active, néanmoins, cette puissance est une source d'information supplémentaire pour la reconnaissance des charges. Le diagramme bloc de la figure 1.5 décrit l'architecture du suivi de la variation des puissances active et réactive afin d'identifier les charges et de déterminer leurs consommations.

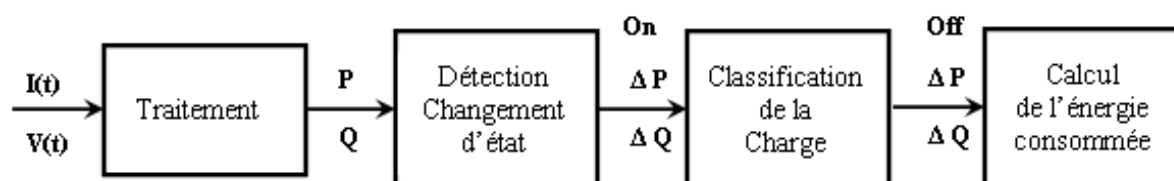


FIGURE 1.5 – Diagramme bloc de l'architecture

F. SULTANEM [22], G.HART [18] et H. PIHALA [23] utilisent le suivi temporel des puissances active et réactive (figure 1.6) qui permettra de détecter les instants de changements d'états. La détection des changements d'états s'effectue lorsque les variations excèdent un seuil prédéterminé. La technique d'identification consiste à comparer ces variations à celles enregistrées dans une base de données.

Un suivi dans le temps [25] permettra d'identifier les cycles des charges et leurs temps de fonctionnement comme le montre la figure 1.7.

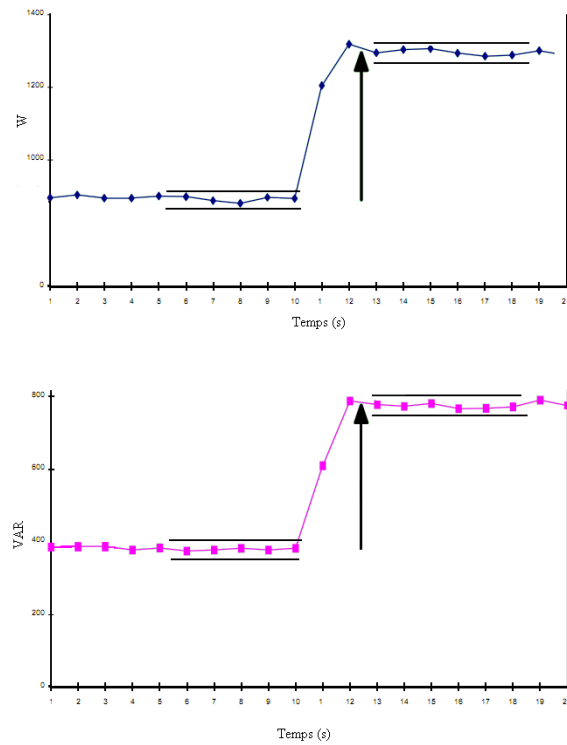


FIGURE 1.6 – Détection du changement d'état

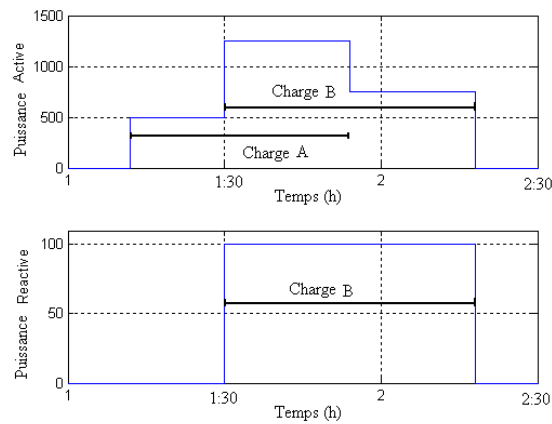


FIGURE 1.7 – Suivi temporel des puissances active et réactive

La représentation des variations de puissances active et réactive dans un plan  $(\Delta P, \Delta Q)$  (figure 1.8), permet d'observer pour une même charge deux nuages de points. Ces deux nuages, symétriques par rapport à l'origine, correspondent à la mise en marche et en arrêt. Le regroupement de ces nuages permettra

d'identifier les charges du même usage.

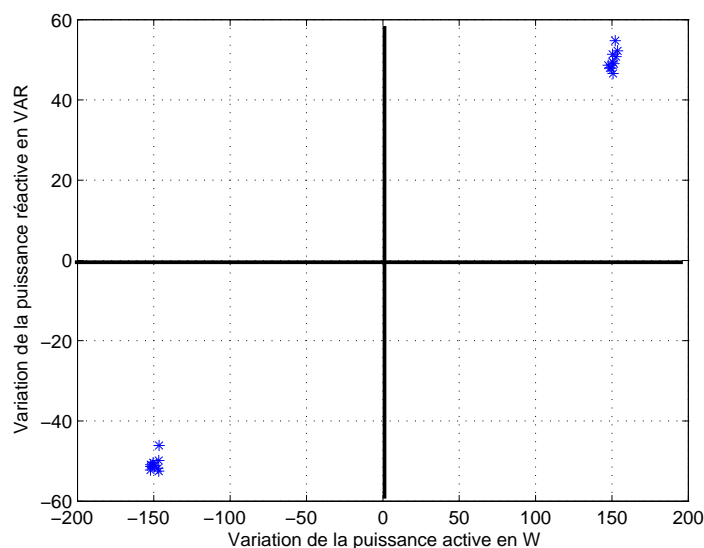


FIGURE 1.8 – Nuage de points représentant les variations de la puissance active et réactive d'une même charge

Bien que satisfaisants en théorie, les procédés d'identification d'appareils par mesure de puissance active conduisent à un pourcentage élevé d'erreurs d'identification des appareils lorsque ceux-ci présentent sensiblement la même consommation ou le même profil de consommation au démarrage. On a cru pouvoir corriger cet inconvénient en observant les variations de la puissance réactive (deux appareils ayant la même consommation en puissance active n'ayant pas nécessairement la même consommation en puissance réactive) mais l'amélioration constatée n'est que partielle. Ainsi, deux appareils électroménagers plus élaborés, par exemple un lave linge et un lave vaisselle, comprenant chacun plusieurs éléments électriques tels : résistances, moteur, circuits électroniques, peuvent comporter deux éléments similaires et être confondus.

Dans le but d'améliorer cette approche, T. ONADA [13], entre autre, a proposé d'ajouter à l'information apportée par la puissance, une information portée par les harmoniques du courant.

#### 1.3.1.4 Utilisation de l'admittance et de l'impédance

On peut, à partir de la mesure des variations de l'admittance de l'installation [4], ou des variations de l'impédance de l'installation [7], identifier les charges. Cette méthode consiste à effectuer sur le courant électrique d'alimentation de mesures appropriées pour déterminer ces variations. La comparaison de ces variations avec une table de référence contenant les admittances et/ou les impédances des différents appareils disponibles sur le marché, permet de reconnaître les charges.

### 1.3.1.5 Harmoniques du courant

T. ONADA [13] applique un traitement FFT au courant mesuré qui en extrait la composante fondamentale ainsi que les différents harmoniques. Chaque appareil peut alors être caractérisé par les harmoniques qu'il engendre. Dû à la présence de charges non linéaires, le courant  $i(t)$  est non linéaire et prend la forme :

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n) \quad (1.10)$$

En supposant que la tension secteur reste linéaire  $V\sqrt{2}\sin(\omega t)$ , la puissance instantanée est donnée par :

$$p(t) = u(t) i(t) \\ = V I_1 \cos(\varphi_1) + V I_2 \cos(\omega t - \varphi_2) + \sum_{n \geq 2} V [I_{n+1} \cos(n\omega t - \varphi_{n+1}) - I_{n-1} \cos(n\omega t - \varphi_{n-1})] \quad (1.11)$$

Les termes présents dans l'Eq. 1.11 sont sinusoïdaux et de pulsations  $(n\omega)$  avec  $n \geq 1$ . La valeur moyenne de ces puissances fluctuantes est donc nulle. Ainsi la valeur moyenne de  $p(t)$  n'est due qu'au fondamental et n'est autre que la puissance active  $V I_1 \cos(\varphi_1)$ .

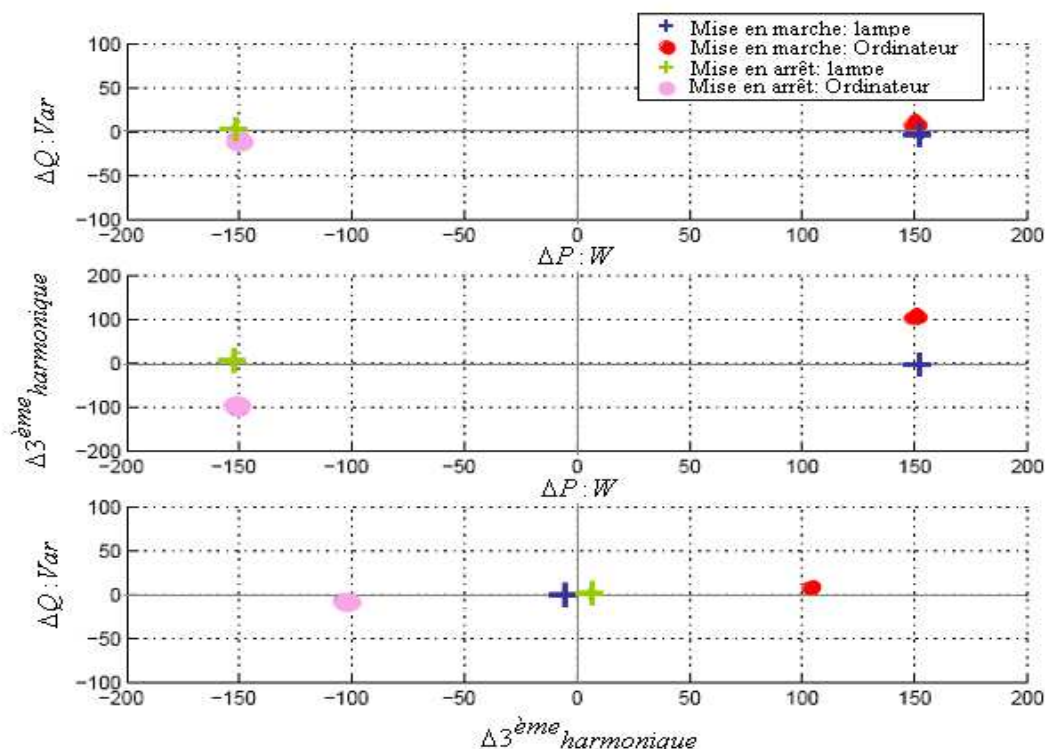
La méthode d'identification des charges est similaire aux précédentes (figure 1.5). On détecte un changement d'état lorsque la puissance active varie au-delà d'un certain seuil de tolérance. Cette variation, une fois stabilisée, est comparée aux signatures des appareils stockées dans une base de données. L'information sur la puissance active et réactive est utile pour départager deux appareils de même puissance active. Si ces variations ne permettent pas la reconnaissance de la charge, on utilise la variation des harmoniques du courant pour départager deux charges ayant les mêmes puissances active et réactive.

Cette technique peut être illustrée figure 1.9 par l'exemple d'une lampe et d'un ordinateur provoquant la même variation en puissances active et réactive. La seule manière de les différencier, est de comparer la valeur de leur 3<sup>ième</sup> harmonique de courant.

Les harmoniques de courants apparaissent dans le cas des charges non linéaires. L'impact des harmoniques sur la reconnaissance des charges, et sur la qualité de la puissance a été étudié dans le passé par A. CAPASSO [27], U. GRASSELLI [28] et Y. NAKANO [29]. Le suivi temporel des harmoniques de courant permet de caractériser les charges non linéaires.

Les harmoniques de courants peuvent être identifiés entre autre avec la techniques des ondelettes [30]. Elle permet de séparer la fréquence fondamentale ainsi que les différentes fréquences harmoniques en décomposant le signal sur une nouvelle base approprié à la technique.

En Conclusion, les techniques d'identification concernant le régime permanent utilisent l'information contenue dans les puissances active et réactive ainsi que dans les harmoniques de courant fournis par une transformée de Fourier.

FIGURE 1.9 – Variation des puissances active, réactive et du 3<sup>ème</sup> harmonique du courant

### 1.3.2 Régime transitoire

Un régime transitoire peut apparaître lors d'une modification du circuit (par exemple ouverture ou fermeture d'un interrupteur qui provoque une modification de la tension ou de l'intensité). L'étude du régime transitoire nécessite une analyse plus fine de la courbe de consommation générale donc à une fréquence plus élevée des mesures. Ces événements ont lieu lors de la mise en marche et lors des changements d'état des appareils électriques à plusieurs cycles. Il est important de noter qu'au niveau du courant à l'entrée, les phénomènes transitoires sont souvent observés à la mise en marche des appareils et ne sont plus observables à leurs arrêt.

L'étude du régime transitoire va compléter celle développée dans le cadre du régime permanent. Si à l'issue de l'analyse du régime permanent, certaines charges restent non identifiées alors l'analyse du régime transitoire à partir de l'instant de changement d'état fournit une information supplémentaire permettant d'améliorer l'efficacité de l'identification. Dans ce cas, ce sont les signatures transitoires des appareils qui sont exploitées.

En 1993 S. LEEB [31] est à l'initiative de cette nouvelle approche. Sa démarche consiste à observer les formes des transitoires pour les différentes charges jusque là ignorées lors de l'étude du régime perma-

nent. D'autres études ont porté sur l'exploitation de l'impulsion haute fréquence émise lors de la mise en marche des appareils [35], et ont abouti aux dépôts de brevets [11] et [14] en 2004 et 2006.

### 1.3.2.1 Formes des transitoires

Pour observer les formes des transitoires, il est nécessaire de réduire la période d'échantillonnage. S. LEEB a développé au cours de sa thèse en 1993 [31], un processus analysant l'enveloppe spectrale, permettant d'identifier les charges et d'estimer les puissances active, réactive et harmonique. Il a de plus développé un processus de détection du régime transitoire [32, 33, 34] qu'on peut retrouver dans la figure 1.10, et un algorithme de classification et de reconnaissance basé sur les formes des transitoires [34].

Dans la figure 1.10, les formes des transitoires A, B, C et D sont acceptées car elles ne se chevauchent pas. Elles seront corrélées avec les formes stockées dans une base de données. L'inconvénient de la méthode réside dans la non répétitivité des formes des transitoires qui rendent l'identification difficile et dans la variété des appareils domestiques.

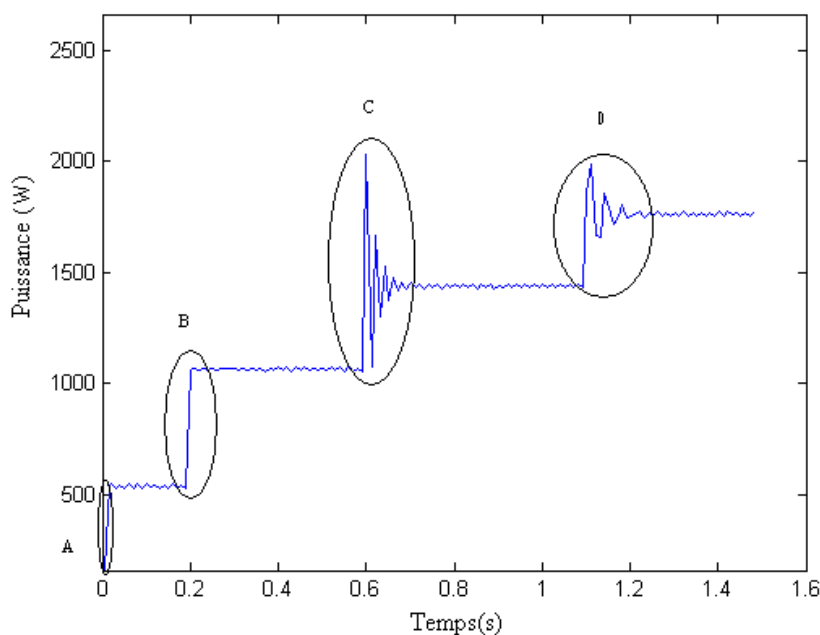


FIGURE 1.10 – *Détection des changements transitoires de la puissance totale consommée*

La technique des ondelettes pour identifier et reconnaître les formes transitoires de la puissance consommée a été utilisée par D. ROBERTSON [36] en 1994 et W. A. WILKINSON [38] en 1996. D. ROBERTSON a utilisé la décomposition de la puissance en somme d'ondelettes pour pouvoir détecter les instants de changements d'états. Pour l'identification, il a utilisé une méthode de classification bayésienne appli-



quée aux coefficients de détails des ondelettes. Cette technique s'avère trop coûteuse en temps de calcul et rencontre des difficultés à détecter les transitoires simultanés. Cette technique est aussi largement utilisée pour l'analyse de la qualité du réseaux.

### 1.3.2.2 Exploitation des impulsions HF

Il est connu que tout élément électrique, notamment résistance, moteur, pompe, génère à sa mise sous tension et à sa mise hors tension, un signal électrique parasite haute fréquence de très courte durée, ayant une origine électromagnétique. Un tel signal, caractéristique des charges et de l'installation, prend la forme d'une impulsion alternative (figure 1.11) d'une fréquence de l'ordre de  $20\text{MHz}$  et d'une durée de l'ordre de 250 nanosecondes, dont l'amplitude peut varier de la dizaine de millivolt jusqu'à quelques volt selon le type de charges.



FIGURE 1.11 – *Forme d'impulsion HF générée*

P. BERTRAND a décrit ces impulsions dans son brevet [11] comme étant une signature des charges électriques lors de la mise en marche et hors marche. Pour une charge, ces impulsions sont liées à la longueur des câbles la reliant au réseau électrique ainsi qu'à son interrupteur, ce qui permettra en particulier de différencier deux charges de même nature à deux emplacements différents.

Dans son exposé, il montre que la signature impulsionnelle émise par un appareil est un critère d'identification plus sûr et plus efficace qu'une simple analyse de la puissance consommée. Toutefois, l'étape de détection et de reconnaissance de chaque impulsion est suivie par une étape classique de comparaison de la variation de la puissance consommée avec la puissance nominale de l'appareil identifié. L'identification d'un signal haute fréquence se fait par une comparaison avec un modèle d'impulsion pré-enregistré au cours d'une phase d'apprentissage.

Les essais ont été conduits au moyen d'un oscilloscope numérique connecté au réseau électrique. A ce réseau étaient branchés une trentaine d'appareils. Au cours d'une phase d'apprentissage et de mémorisa-

tion des profils d'impulsions, il est apparu qu'un appareil électrique à plusieurs cycles peut générer une dizaine de signatures différentes selon le cycle ou présente une absence de signature pour les équipement commutant au zéro de tension. D'autres appareils émettent par contre une signature unique. Une fois les diverses signatures enregistrées dans une base de données, les impulsions détectées sont comparées aux impulsions pré-enregistrées au moyen d'un algorithme de corrélation de signaux. Le taux d'identification est de 90% sur des appareils déjà enregistrés dans la base de donnée.

En définitive, les différentes techniques d'identification de charges précédemment décrites sont résumées dans l'article de C. LAUGHMAN [37]. Le sujet de l'identification des charges électriques d'une façon non-intrusive reste un sujet d'actualité de grande difficulté [39] et nécessite encore des nouvelles investigations afin d'arriver à une solution fiable, peu coûteuse et robuste. Actuellement une identification des charges nécessite une phase d'apprentissage ainsi qu'une phase d'intrusion afin de pouvoir reconnaître les charges lors des tests.

## 1.4 Méthode d'apprentissage

La phase d'apprentissage nécessite souvent plusieurs phases de mesures afin de prendre en compte les caractéristiques des charges électriques. Ces phases de mesure font apparaître plusieurs degrés d'intrusion. Ils nécessitent une intrusion d'un spécialiste dans la résidence plaçant des appareils de mesures sur chaque appareil afin de recueillir les différentes signatures. D'autres tests peuvent être faits dans les laboratoires pour améliorer la phase d'apprentissage.

Succédant à la première étape de détection de changement d'état, la seconde étape consiste à identifier les charges en utilisant les signatures des appareils stockées dans une base de données. Ces signatures sont obtenues à l'aide de la technique d'apprentissage. Ainsi les méthodes NIALM peuvent être classées en deux catégories :

- celles utilisant une phase d'apprentissage automatisée (AS-NIALM : Automatique Setup) [4, 9]
- celles utilisant une phase d'apprentissage manuelle (MS-NIALM : Manuel Setup) [4]

Les méthodes NIALM manuelles s'avèrent plus précises que les méthodes NIALM automatiques grâce au recueil des signatures des appareils présents dans l'installation. Cette semi-intrusion est cependant gênante pour l'abonné client et peu attractive pour le distributeur ou le fournisseur d'énergie électrique.

### 1.4.1 Méthodes d'apprentissage Manuelles

Dans le cas des méthodes MS-NIALM, une bibliothèque des signatures des appareils est construite, à partir de mesures intrusives sur l'installation. Le suivi temporel des appareils exige une certaine durée de l'intrusion. Pendant cette période, les signatures des appareils sont observées (puissance active, puissance réactive, valeur efficace du courant, etc.) et qualifiées de façon manuelle comme étant une signature de chauffage, d'éclairage, etc . . . lors de la mise en service et hors service.

### 1.4.2 Méthodes d'apprentissage automatiques

Dans le cas des méthodes AS-NIALM, les signatures des appareils s'améliorant dans le temps sont construites à partir d'informations à priori récoltées dans les laboratoires et les questionnaires collectés dans les habitats. Ces bibliothèques permettent en fait d'identifier chaque appareil électrique et sa consommation, et ont favorisé une évolution vers l'identification des usages de ces appareils, voire des habitudes d'usage ou de consommation de ces derniers par les clients qui en disposent.

Les méthodes MS-NIALM constituent un outil dans le développement des méthodes AS-NIALM. Elles ont probablement été utilisées pour analyser les situations où les méthodes AS-NALM ont échoué. Compte tenu de leur caractère bien moins intrusif, les méthodes AS-NIALM devraient par la suite dominer dans la plupart des applications en construisant leur propre bibliothèque de signatures observées lors des étapes de changements d'états.

## 1.5 Solutions industrielles

On trouve sur le marché plusieurs produits industriels qui traitent le problème de l'identification de la consommation par usages. Nous citerons à titre d'exemple deux systèmes bien connus Watteco et Fludia développés par les entreprises du même nom.

### 1.5.1 Watteco

Le principe d'identification proposé par l'entreprise Watteco [11, 14] combine l'état permanent et l'état transitoire (noté impulsion électromagnétique). Les mesures de la variation des puissances couplées à une reconnaissance d'une signature électromagnétique permettent une identification précise des charges. Le relevé des consommations électriques pour chaque charge est fourni par le produit avec une visualisation particulière des courbes de charges : globale et par usages.

Cette solution est relativement facile à implémenter dans le compteur d'énergie électrique et la base de

données est renseignée après une journée d'apprentissage. Ce procédé, malgré sa capacité d'identification d'environ 80%, reste intrusif à cause de cette phase d'apprentissage.

### 1.5.2 Fludia

L'entreprise Fludia fournit un service automatisé de diagnostic individuel des consommations électriques. Ce service s'adapte tant aux résidentiels qu'aux entreprises. Sa base de données est alimentée par les constructeurs, les informations fournies par le client ou par mesure directe.

Après une période de mesures chez le client (1 mois), la courbe de charge est envoyée chez le fournisseur puis analysée afin d'en extraire les différentes informations (consommation journalière, consommation des usages, ...).

A l'aide des mesures réalisées, le Fludiamètre apporte une réponse à une optimisation tarifaire, détecter les surconsommations et vérifie le bon fonctionnement des équipements.

Là encore, l'aspect intrusif peine le déploiement de cette solution.

## 1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude bibliographique a permis de faire le point sur les différentes techniques d'estimation de la consommation par usages à partir de la courbe de charge générale. On a constaté des résultats assez mitigés quant à leur pertinence et à la possibilité de leurs utilisations dans le cadre d'un service d'identification non-intrusive de charges. La fiabilité et la robustesse des estimations sont fortement liées aux objectifs recherchés dans chaque méthode.

A partir de cette étude, on peut donner quelques pistes pour aider à la conception des futurs services :

- Utiliser l'information en provenance du régime permanent et du régime transitoire
- Utiliser l'information en provenance des harmoniques pour différencier les charges non-linéaires et les charges linéaires à consommations identiques.
- Développer une technique d'apprentissage basée sur le suivi temporel des signatures extraites.
- Dédire les consommations par usages.

## Chapitre 2

# Les techniques d'estimation en traitement du signal

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>45</b>
<b>2.2</b>	<b>Techniques d'estimations</b>	<b>45</b>
2.2.1	La Transformée de Fourier	46
2.2.2	La Transformée de Fourier à fenêtre glissante	49
2.2.3	La Technique des ondelettes	50
2.2.4	La méthode de Prony	54
2.2.5	La méthode de Matrix Pencil	56
2.2.6	Autres méthodes à haute résolution	57
<b>2.3</b>	<b>Critères de choix</b>	<b>58</b>
<b>2.4</b>	<b>Méthode de Matrix Pencil</b>	<b>63</b>
2.4.1	Fondements théoriques	63
2.4.2	Décomposition en valeurs singulières de la matrice de données	67
2.4.3	Qualité de l'estimateur de la méthode de Matrix Pencil	69
2.4.4	Réglage des paramètres	70
<b>2.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>72</b>

---

## 2.1 Introduction

Ce chapitre est dédié au traitement du signal. L'expérience a montré que le choix des méthodes à mettre en oeuvre est intimement lié au matériel utilisé. Par exemple, les méthodes développées sur ordinateur permettent d'utiliser des logiciels nécessitant une occupation en mémoire très importante. Ce n'est plus le cas si on développe sur un système embarqué. Reste le souci de performance en termes de précision et de temps de calcul.

Pour estimer les fréquences et les facteurs d'amortissement il existe des méthodes paramétriques et non paramétriques. Les méthodes paramétriques sont utilisées couramment dans des contextes comme le traitement d'antenne mais leur utilisation en traitement du signal pour l'identification des charges électriques est moins développée. Ces généralités permettent de situer notre travail et de mettre en forme la façon de résoudre notre problème.

Cette partie du document décrit les méthodes de traitement du signal que nous avons testé. A commencer par la transformée de Fourier, la technique des ondelettes, puis nous sommes passé à la l'étude des méthodes d'estimation du signal non paramétriques telle que Prony et paramétriques telle que la méthode Matrix Pencil.

## 2.2 Techniques d'estimations

L'un des premiers principes du traitement du signal est la représentation du signal dans une base vectorielle de fonctions (signaux simples) dans le but d'une meilleur extraction et interprétation des propriétés de ce signal.

Il est difficile de faire une bibliographie complète de toutes les méthodes existantes dans le domaine du traitement de signal. Dans le contexte plus précis de notre problème d'identification et de suivi de charges électriques, plusieurs méthodes sont utilisées, on cite :

- La Transformée de Fourier (TF), utilisée lorsque l'information la plus pertinente est cachée dans le spectre fréquentiel du signal. L'information temporelle est perdue. Il est donc très important de savoir si un signal est stationnaire ou pas, avant de le traiter avec la TF.
- La Transformée de Fourier à fenêtre glissante (Short Time Fourier Transform STFT), qui divise le signal en signaux stationnaires par morceaux.
- La méthode des ondelettes, propose une alternative à la STFT, le signal temporel est traité à l'aide de deux filtres l'un de type passe-haut et l'autre de type passe-bas.
- La méthode de Prony, qui est une technique d'estimation non paramétrique.

- La méthode de Matrix Pencil, une méthode d'estimation paramétrique.

Dans la suite, chaque méthode sera détaillée, afin de tester l'efficacité de chacune d'entre elles à résoudre le problème posé au départ.

### 2.2.1 La Transformée de Fourier

La TF doit son nom au mathématicien français J. Fourier (1768-1830). La TF est la plus importante des transformations utilisées par la communauté scientifique du traitement du signal (annexe A). Son importance est due non seulement au rôle qu'elle joue pour le traitement digital des signaux, mais aussi à la possibilité de pouvoir l'utiliser dans plusieurs domaines scientifiques. Elle définit une série d'opérations mathématiques qui permet d'associer à un signal, une série de sinusoides de fréquences, d'amplitudes et de phases déterminées. Elle permet donc de passer de la représentation temporelle à la représentation spectrale (amplitude et phase en fonction de la fréquence). Les fonctions sinus et cosinus sont les fonctions idéales pour cette représentation. En effet, J. Fourier a démontré que tout signal pouvait être représenté sous la forme d'une somme (souvent infinie) de signaux sinusoidaux de fréquences et de phases différentes. La TF permet de définir le spectre complexe  $X(f)$  du signal  $x(t)$  par la relation :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-2\pi jft} dt \quad (2.1)$$

La TF joue un rôle prépondérant dans l'analyse et le traitement des signaux. Elle permet en outre de réaliser des opérations de filtrage par simple multiplication dans le domaine fréquentiel (domaine de Fourier). Cependant, les signaux possédant des régimes transitoires ou des parties non-stationnaires (signal parole, signaux sismiques, ...) sont mal décrits ou représentés par une TF.

Dans la pratique, la plupart des signaux sont des signaux dépendant du temps et la représentation du signal est une représentation temps - amplitude. Cette représentation n'est pas toujours la meilleure pour la plupart des applications de traitement du signal. Dans beaucoup de cas, l'information la plus pertinente est cachée dans le spectre fréquentiel du signal. Le spectre en fréquences d'un signal, obtenu par la TF, contient les fréquences qui existent dans ce signal. La TF indique, qu'une ou plusieurs fréquences existent ou non. Cette information est indépendante de l'instant où cette composante fréquentielle apparaît. Il est donc très important de savoir si un signal est stationnaire ou pas, avant de le traiter avec la TF. Les signaux stationnaires sont les signaux dont le contenu en fréquence ne change pas au cours du temps. Autrement dit, la composition en fréquences des signaux stationnaires est indépendante du temps. Dans ce cas, on n'a pas à connaître à quels instants les composantes en fréquence existent : ces composantes en fréquence existent tout le temps.

Comme exemple, considérons le signal stationnaire :

$$x(t) = \cos(2\pi 70t) + \cos(2\pi 30t) + \cos(2\pi 10t) + \cos(2\pi 5t)$$

composé de 4 fréquences : 5, 10, 30, 70Hz présentes à tout instant.

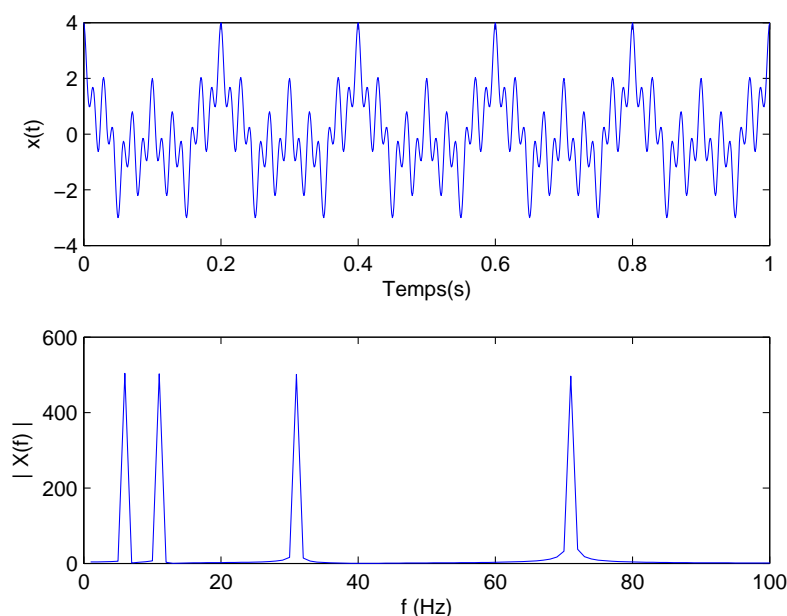


FIGURE 2.1 – Signal stationnaire  $x(t)$  et module de sa TF

Le spectre de fréquence de ce signal stationnaire n'évolue pas dans le temps (figure 2.1), il est identique quelle que soit la fenêtre d'analyse temporelle. Cependant, la majeure partie de l'analyse de Fourier a un sérieux désavantage. En passant dans le domaine temporel l'information sur le temps est perdue. Cette perte de localisation fréquentiel n'est pas un inconvénient pour analyser des signaux dont la structure n'évolue pas ou peu (stationnaires), mais devient un problème pour l'étude de signaux non stationnaires. Pour ces signaux non stationnaires qui sont caractérisés par des changements brusques, des transitoires, un début ou une fin d'événement, l'analyse de Fourier n'est pas adéquate car le spectre en fréquences varie en fonction du temps. Il y a un manque évident de localisation temporelle. Comme exemple, considérons le signal  $x(t)$  figure (2.2) composé de 4 fréquences 5, 10, 30, 70Hz qui sont présentes sur quatre intervalles temporels.

$$x(t) = \cos(2\pi 5t) \quad \text{pour } 0 \leq t \leq 0,25s$$

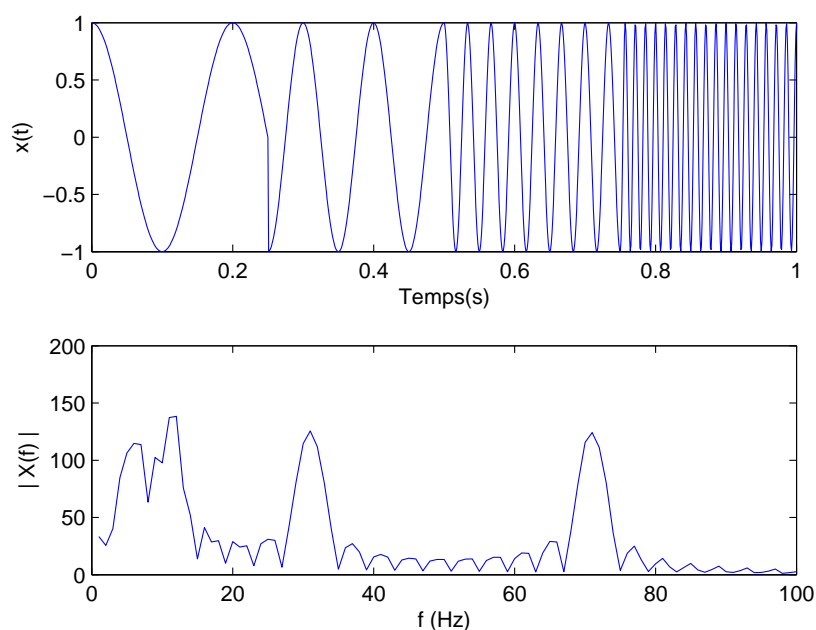
$$x(t) = \cos(2\pi 10t) \quad \text{pour } 0,251 \leq t \leq 0,5s$$

$$x(t) = \cos(2\pi 30t) \quad \text{pour } 0,501 \leq t \leq 0,75s$$

$$x(t) = \cos(2\pi 70t) \quad \text{pour } 0,751 \leq t \leq 1s$$

Le module de la TF de  $x(t)$  figure (2.2) fait apparaître quatre crêtes principales correspondant à : 5, 10, 30, 70Hz. Le bruit (crêtes intermédiaires) est dû aux changements brusques entre fréquences et se manifeste sur tout le spectre. On constate la perte de tous les aspects temporels du signal tels que le



FIGURE 2.2 – *Signal non stationnaire  $x(t)$  et module de sa TF*

début et la fin d'un évènement, l'existence de singularité, etc. Aucune information fréquentielle n'est disponible dans le domaine temporel et aucune information temporelle n'est disponible dans la TF du signal. De plus, l'analyse des deux signaux temporels précédents permet de remarquer que deux signaux totalement différents en forme peuvent avoir des spectres en fréquences assez similaires en dehors du bruit qui peut être filtré. Ces différents inconvénients nécessitent d'analyser le signal en temps et en fréquence.

Les signaux non stationnaires nécessitent la mise en place d'une analyse temps-fréquence qui permettra une localisation des périodicités dans le temps et indiquera donc si la période varie d'une façon continue, si elle disparaît puis réapparaît par la suite. La TF reste un outil privilégié pour estimer les paramètres de ce modèle. Cela est dû à sa robustesse et à l'existence d'algorithmes rapides. En revanche, elle présente une résolution fréquentielle limitée. Les méthodes d'analyse spectrale à Haute Résolution (HR) [66] s'affranchissent de cette limite en exploitant la structure particulière du modèle de signal. Elles restent cependant peu utilisées dans le cadre du traitement du signal en temps réel, notamment en raison de leur coût de calcul élevé. Au final, l'utilisation de la TF sur un signal non périodique doit donc être effectuée avec beaucoup de précautions pour éviter de faire de mauvaises interprétations.

On peut utiliser une transformation de Fourier à fenêtre glissante (STFT). La fenêtre temporelle peut être du type : créneau, fenêtre triangulaire, fenêtre de Gauss, fenêtre de Hamming. La transformée en

Ondelettes (Wavelet Transform) fournira une meilleure analyse du signal.

### 2.2.2 La Transformée de Fourier à fenêtre glissante

La localisation des caractéristiques d'un signal  $x(t)$ , de longue durée et non stationnaire, est couramment réalisée à l'aide d'un spectre à court terme. Celui-ci est associé, au voisinage de l'instant  $t$ , à une restriction du signal. Dans la STFT, le signal est divisé en segments temporels suffisamment petits pour que l'on puisse supposer le signal stationnaire par morceau. Dans ce but, une fonction fenêtre  $\mathcal{W}$  est choisie. La largeur de cette fenêtre doit être égale au segment du signal où la stationnarité est valide.

Si  $\mathcal{W}(t)$  est la fonction qui définit la fenêtre sur un certain intervalle, la STFT d'un signal  $x(t)$  est donnée par :

$$g(f, b) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \mathcal{W}^*(t - b) e^{-2j\pi ft} dt \quad (2.2)$$

$g(f, b)$  permet de connaître ce qui se passe autour de  $b$  et à la fréquence  $f$ .

La transformée inverse est donnée par :

$$x(t) = \iint g(f, b) \mathcal{W}(t - b) e^{2j\pi ft} \cdot df \cdot db \quad (2.3)$$

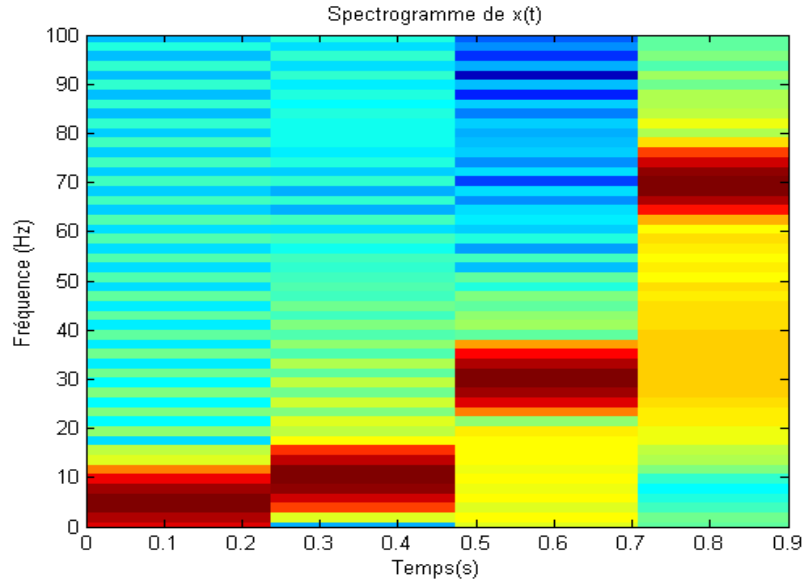
En reprenant l'exemple du signal figure (2.2)  $x(t)$  non stationnaire composé de 4 fréquences 5, 10, 30, 70Hz qui sont présentes sur quatre intervalles temporels.

$$\begin{aligned} x(t) &= \cos(2\pi 5t) && \text{pour } 0 \leq t \leq 0,25s \\ x(t) &= \cos(2\pi 10t) && \text{pour } 0,251 \leq t \leq 0,5s \\ x(t) &= \cos(2\pi 30t) && \text{pour } 0,501 \leq t \leq 0,75s \\ x(t) &= \cos(2\pi 70t) && \text{pour } 0,751 \leq t \leq 1s \end{aligned}$$

Le spectrogramme fournit par sa STFT figure (2.3) met en évidence les bandes de fréquences autour de 5, 10, 30, 70Hz ainsi que les temps autour de 0,25, 0,5, 0,75s correspondants aux temps d'apparition d'une nouvelle fréquence.

L'inconvénient majeur de la TSFT est que la largeur de la fenêtre glissante est fixe ce qui impose d'observer les transitoires lents (BF) et les transitoires rapides (HF) avec la même résolution.

D'après le principe d'incertitude de Heisenberg appliqué à l'information temps-fréquence d'un signal, on ne peut pas connaître la représentation exacte temps- fréquence d'un signal. En d'autres termes, on

FIGURE 2.3 – STFT d'un signal  $x(t)$  non stationnaire

ne peut pas connaître les fréquences existantes à des instants précis. Ce qu'on peut connaître, ce sont les intervalles de temps dans lesquels certaines bandes de fréquences existent, ce qui revient donc à un problème de résolution.

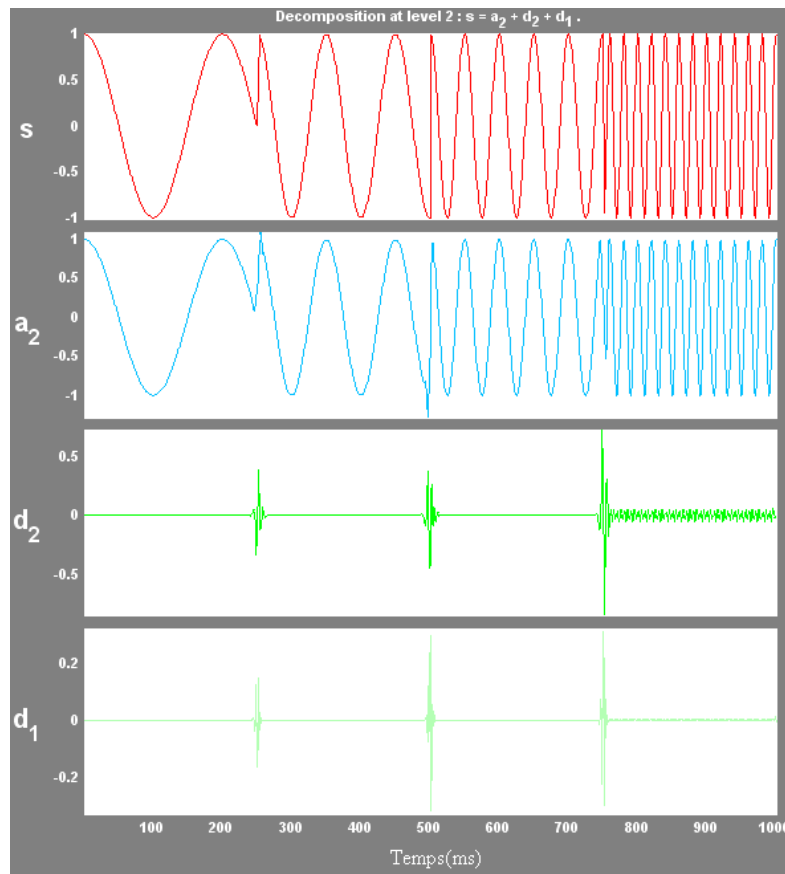
### 2.2.3 La Technique des ondelettes

La transformée en ondelettes (WT :Wavelet Transform) a été développée comme alternative à la STFT [41] et permet de palier ses défauts de résolution, en compressant, en dilatant, et en translatant la fenêtre d'observation. Le signal temporel est traité à l'aide de deux filtres l'un de type passe-haut et l'autre de type passe-bas. Cette technique de filtrage permet d'extraire la partie BF ( $a$ ) et la partie HF ( $d$ ) du signal (Annexe B). Cette procédure peut être répétée plusieurs fois selon le degré de résolution sur chacune des deux parties BF et HF.

Pour appliquer le technique d'ondelette dans notre problème, analysons par exemple le signal  $s(t)$  non stationnaire composé de 4 fréquences 5, 10, 20, 50Hz qui sont présentes sur quatre intervalles temporels.

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \cos(2\pi 5t) && \text{pour } 0 \leq t \leq 0,25s \\
 s(t) &= -\cos(2\pi 10t) && \text{pour } 0,251 \leq t \leq 0,5s \\
 s(t) &= \cos(2\pi 20t) && \text{pour } 0,501 \leq t \leq 0,75s \\
 s(t) &= \cos(2\pi 50t) && \text{pour } 0,751 \leq t \leq 1s
 \end{aligned}$$

La décomposition de ce signal  $s(t)$  au niveau 2 avec une ondelette mère de type  $db4$  est donnée par la figure (2.4).

FIGURE 2.4 – Signal  $s(t)$  non stationnaire et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 2

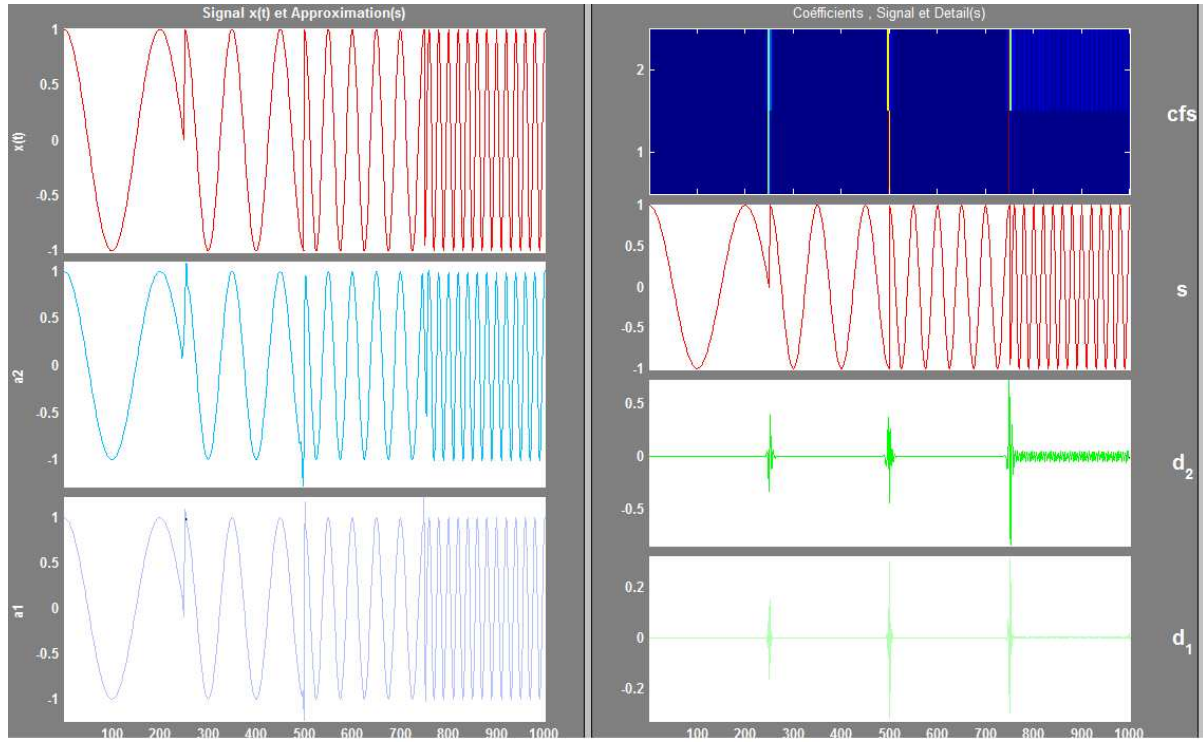
On notera sur les signaux détails  $d_1$  et  $d_2$  la détection des changements d'état.

On peut avoir l'ensemble des signaux de détails ( $d_1$  et  $d_2$ ) et des signaux d'approximations ( $a_1$  et  $a_2$ ) ainsi que les coefficients de détail sur la figure (2.5).

Un des cas pratique que nous avons à traiter est celui d'un circuit résistif à plusieurs résistances en parallèles commutant à des instants différents. Le signal  $s(t)$  correspondant dans ce cas au courant total mesuré à la fréquence de  $50Hz$  et dont l'amplitude varie selon les instants de commutation des charges.

Le signal  $s(t)$  ainsi obtenu peut être sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 s(t) &= 50 \cos(2\pi 50t) && \text{pour } 0 \leq t \leq 0,25s \\
 s(t) &= 20 \cos(2\pi 50t) && \text{pour } 0,251 \leq t \leq 0,5s \\
 s(t) &= 75 \cos(2\pi 50t) && \text{pour } 0,501 \leq t \leq 0,75s \\
 s(t) &= 10 \cos(2\pi 50t) && \text{pour } 0,751 \leq t \leq 1s
 \end{aligned}$$

FIGURE 2.5 – Signaux d'approximations, coefficients et détails d'un signal  $s(t)$  non stationnaire

La décomposition de ce signal  $s(t)$  au niveau 1 avec une ondelette mère  $db7$  est donnée par la figure (2.6).

Dans ce cas de figure, les changements d'état sont clairement mis en évidence dans  $d_1$ , la fréquence de  $50Hz$  est contenue dans  $a_1$ .

Dans le cas d'un circuit comportant plusieurs charges résistives et une charge inductive ( $R$  en série avec  $R_0L$  parallèle) avec  $R = 10\Omega$ ,  $R_0 = 1k\Omega$  et  $L = 20mH$ . Le courant représenté en figure (2.7) est donné par :

$$\begin{aligned}
 s(t) &= 50 \cos(2\pi 50t) && \text{pour } 0 \leq t \leq 0,25s \\
 s(t) &= \frac{E\sqrt{2}}{R+L\omega \sin(\varphi_0) \cos(\varphi_0)} \cos(\varphi) \left[ \sin(\varphi) e^{-\frac{t}{\tau}} + \sin(2\pi 50t - \varphi) \right] && \text{pour } 0,251 \leq t \leq 0,5s \\
 s(t) &= 75 \cos(2\pi 50t) && \text{pour } 0,501 \leq t \leq 0,75s \\
 s(t) &= 10 \cos(2\pi 50t) && \text{pour } 0,751 \leq t \leq 1s
 \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 \tau &= \frac{L}{R_{eq}} && R_{eq} = \frac{RR_0}{R+R_0} \\
 E &= 230V && \tan(\varphi_0) = \frac{R_0}{L\omega} \\
 \tan(\varphi) &= \frac{L\omega \sin^2(\varphi_0)}{R+L\omega \sin(\varphi_0) \cos(\varphi_0)}
 \end{aligned}$$

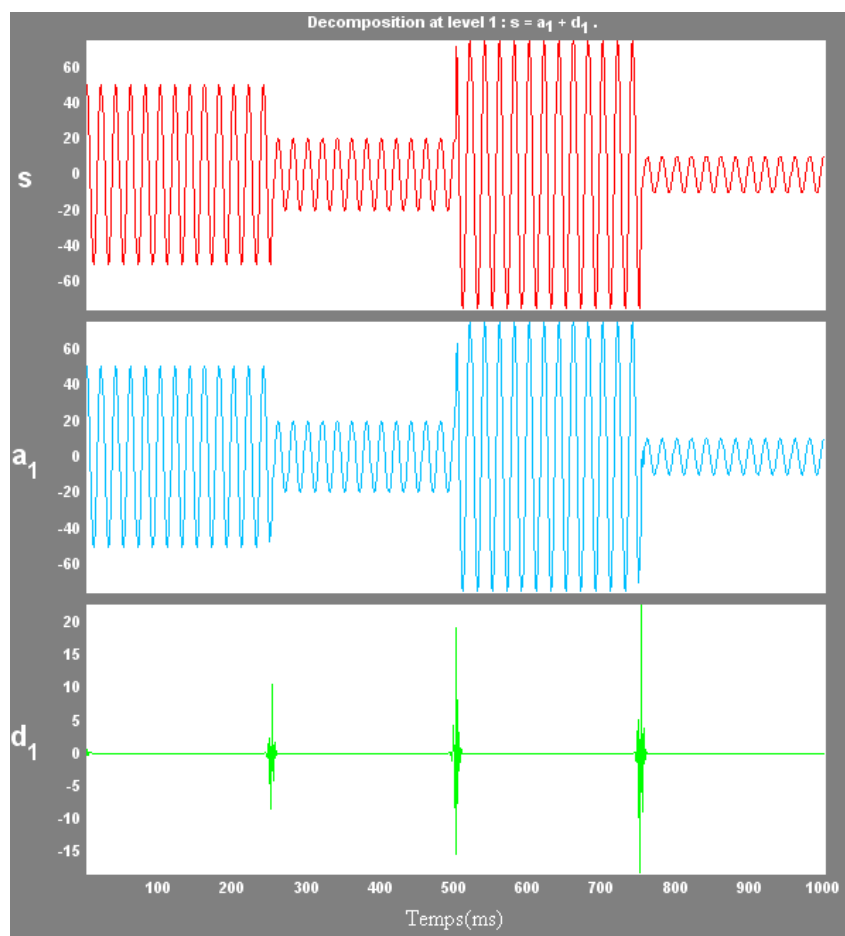
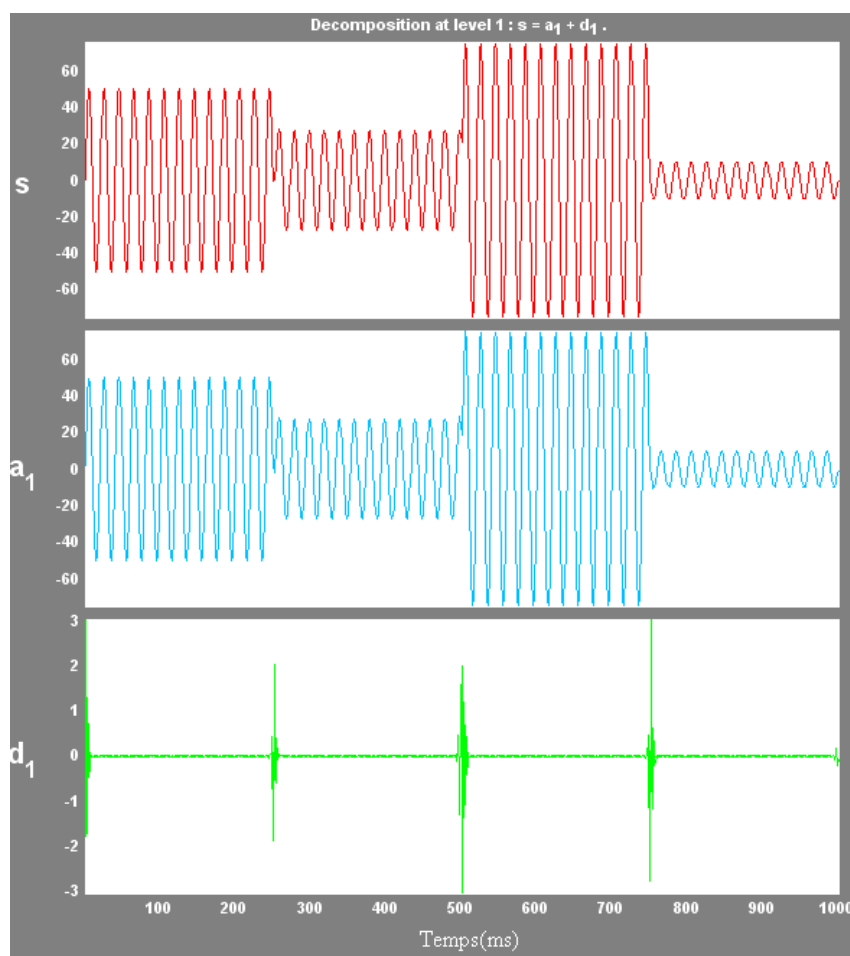


FIGURE 2.6 – *Signal non stationnaire sans transitoire et sa décomposition en ondelettes db7 niveau 1*

Le régime transitoire dû à la branche RL apparaît dans l'intervalle de temps  $0,251 \leq t \leq 0,5$ , traduit par la présence du terme  $e^{-\frac{t}{\tau}}$ .

La décomposition de ce signal  $s(t)$  au niveau 1 avec une ondelette mère db7 est représentée figure (2.7) où on constate les différents changements d'état  $d_1$  et le régime transitoire dans  $a_1$ .

En résumé, les signaux non-stationnaires (signal parole, signaux électriques, ...) sont mal décrits ou représentés par une transformée de Fourier. Pour palier cette déficience, l'idée d'introduire la représentation du signal non pas en fonction d'ondes sinus et cosinus, mais plutôt comme une somme d'ondelettes est une bonne approximation ainsi qu'une solution à retenir pour déterminer les instants de changements d'états. Il reste toutefois à déterminer le type de la charge qui vient de commuter. Pour cela, une présentation des techniques d'estimation des signaux est nécessaire.

FIGURE 2.7 – *Signal non stationnaire avec transitoire et sa décomposition en ondelettes db7 niveau 1*

### 2.2.4 La méthode de Prony

Dès 1795, R. Prony décrit une méthode destinée à modéliser des données expérimentales par des exponentielles amorties ce qui jette les bases de l'analyse paramétrique [43]. Cette méthode est pratiquement contemporaine au travail de Fourier. Le principe de cette méthode consiste à transformer le problème non linéaire de recherche des taux d'amortissement en un problème linéaire : les exponentielles cherchées sont les zéros d'un polynôme et la recherche des coefficients de celui-ci est un problème linéaire. R. Prony avait traité le cas d'exponentielles réelles [61], mais le principe reste identique si on étend le problème aux cas des exponentielles complexes. La série temporelle correspondant au modèle de l'Eq. 2.4 satisfait une équation de récurrence et le polynôme caractéristique de cette équation admet pour racines les pôles complexes  $z_i$  du signal. L'estimation des coefficients de ce polynôme est un problème

linéaire [44], [45]. Le formalisme ainsi utilisé consiste à résoudre une équation non linéaire.

$$\begin{aligned}
 y(n) &= y((n-1)\Delta t) \\
 &= \sum_{i=1}^M \mathcal{R}_i z_i^{n-1} \quad n = 1, \dots, L = 2M \\
 &= \sum_{i=1}^M \mathcal{R}_i e^{s_i(n-1)\Delta t}
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Les  $M$  inconnues  $(z_i^{-1})$   $1 \leq i \leq M$  sont solutions d'un polynôme caractéristique de degré  $M$  donné par l'Eq. 2.5.

$$1 + a_1 z^{-1} + a_{21} z^{-2} + \dots + a_M z^{-M} = 0 \tag{2.5}$$

L'ensemble des échantillons  $(y_1, \dots, y_M, y_n)$  avec  $n \notin \{1, \dots, M\}$  constitue un vecteur lié, on peut donc exprimer  $y(n)$  sous la façon d'une combinaison linéaire de la base  $(y_i)$   $1 \leq i \leq M$ . Il vient donc :

$$y(n) = \sum_{i=1}^M a_i y_{n-i} \quad n = M+1, \dots, 2M \tag{2.6}$$

Par conséquence, à partir des  $2M$  échantillons, les coefficients  $a_i$  sont calculés en résolvant le système suivant :

$$\begin{bmatrix} y_M & y_{M-1} & \dots & y_1 \\ y_{M+1} & y_M & \dots & y_2 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ y_{2M-1} & y_{2M-2} & \dots & y_M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{M+1} \\ y_{M+2} \\ \vdots \\ y_{2M} \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

La résolution de l'Eq. 2.5 fournit les  $z_i = e^{s_i \Delta t}$  avec  $i = 1, \dots, M$ . Les résidus sont obtenus en résolvant le système :

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ z_1^{M-1} & z_2^{M-1} & \dots & z_M^{M-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathcal{R}_1 \\ \mathcal{R}_2 \\ \vdots \\ \mathcal{R}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

Une fois les  $z_i$  trouvés, les pôles  $s_i$  peuvent être calculé comme  $s_i = \frac{1}{\Delta t} \ln(z_i)$ . Cette condition oblige



d'avoir  $M = \frac{L}{2}$  racines car la méthode de Prony est une méthode non-paramétrique. L'égalité matricielle correspond à un système de  $M$  équations linéaires. Le problème admet une solution unique si les  $z_i$  sont distincts. Les  $M$  racines du polynôme sont alors les pôles recherchés. Cependant, les valeurs obtenues ne seront exactes que si le signal correspond exactement au modèle proposé et la solution unique du problème sera altérée dès lors que cette condition n'est plus remplie. Ce sera par exemple le cas si le nombre de composantes est différent de  $M$ . La sensibilité des résultats numériques obtenus sera importante. Par conséquent, une grande valeur de  $M$  génère un grand nombre de pôles dont certains peuvent être inutiles pour la reconstitution du signal. A l'inverse, une faible valeur de  $M$  fournit un nombre de pôles qui peut s'avérer insuffisant pour la reconstitution du signal. La méthode de Matrix Pencil pourra remédier à ce problème en estimant au mieux la valeur de  $M$ .

La méthode de Prony étendue consiste à augmenter le nombre d'équations puis à résoudre le système au sens des moindres carrés. Cette idée seule s'avère cependant insuffisante et les résultats sont largement faussés par des faibles rapports signal à bruit. Une autre proposition vise à donner plus de "latitude" à la méthode en augmentant le nombre d'inconnues ; ce qui est équivalent à augmenter l'ordre de la prédiction linéaire (ou de la récurrence) ou encore le degré du polynôme. Ce problème, relié à l'analyse aux valeurs propres des matrices de données, est abordé dans la partie (2.4).

### 2.2.5 La méthode de Matrix Pencil

Là encore, le modèle utilisé décrit le signal comme la somme d'exponentielles complexes :

$$y(t) = \sum_{i=1}^M \mathcal{R}_i e^{s_i t} \quad (2.9)$$

On admet que les valeurs du signal  $y(t)$  sont connues sur  $N$  échantillons pris aux instants  $k\Delta t$ , avec  $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ . L'Eq. 2.9 appliquée à chaque échantillon fournit les  $N$  équations suivants :

$$\begin{aligned} y(0) &= \mathcal{R}_1 & + \mathcal{R}_2 & + \dots + \mathcal{R}_M, \\ y(1) &= \mathcal{R}_1 e^{s_1 \Delta t} & + \mathcal{R}_2 e^{s_2 \Delta t} & + \dots + \mathcal{R}_M e^{s_M \Delta t}, \\ y(2) &= \mathcal{R}_1 e^{2s_1 \Delta t} & + \mathcal{R}_2 e^{2s_2 \Delta t} & + \dots + \mathcal{R}_M e^{2s_M \Delta t}, \\ &\vdots \\ y(N-1) &= \mathcal{R}_1 e^{(N-1)s_1 \Delta t} & + \mathcal{R}_2 e^{(N-1)s_2 \Delta t} & + \dots + \mathcal{R}_M e^{(N-1)s_M \Delta t}, \end{aligned} \quad (2.10)$$

$N$  désigne le nombre d'échantillons.  $M$  correspond au nombre de fonctions qui estiment au mieux le signal désiré. Les principes de base de ce type d'approche furent établis par les travaux initiateurs de

R. PRONY [43]. Ils ont donnés lieu à de très nombreux développements à tel point qu'il est difficile de réunir une bibliographie complète de toutes les méthodes existantes. L'avantage de ce type de méthode est de dépasser les limitations en terme de résolution auxquelles sont soumises les méthodes dites classiques basées sur l'analyse de Fourier. La méthode de Matrix Pencil est souvent qualifiée pour cette raison de haute résolution.

L'objectif est d'estimer au mieux la valeur de  $M$  et de trouver les résidus et les pôles correspondant  $\mathcal{R}_i$  et  $s_i$ . L'évaluation des ces paramètres revient à un problème de valeurs propres qui sera détaillé dans le paragraphe 2.4.

La méthode de Matrix Pencil atteint des performances supérieures à Prony en termes de résolution et permet une automatisation poussée du traitement. En présence de plusieurs fréquences très proches, la méthode de Matrix Pencil est mieux adaptée que celle de Prony.

### 2.2.6 Autres méthodes à haute résolution

D'autres méthodes performantes pour l'extraction de l'information utile reposent sur l'analyse propre de la matrice d'autocorrélation des données mesurées. Ces méthodes, développées ces 20 dernières années, appelées non-paramétriques, cherchent à séparer l'espace initial en sous-espace signal propre, contenant uniquement l'information utile, et en son complément, appelé sous-espace bruit. La première étape pour la mise en oeuvre des méthodes à haute résolution basées sur la décomposition en sous-espace orthogonaux consiste en l'analyse propre de la matrice d'autocorrélation des vecteurs d'observation.

L'algorithme MUSIC ( Multiple Signal Classification) est le plus connu parmi les méthodes à haute résolution non-paramétriques [66], ainsi que la méthode ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) [66]. Ces méthodes sont utilisées dans le cadre du traitement de la parole, des signaux de musique. Leur application à des signaux issus des l'échantillonnage du courant et de la tension n'est pas immédiate en raison du nombre de composantes sinusoïdales inconnu à priori.

Ces méthodes utilisent l'approche des moindres carrés [46] pour minimiser l'erreur donnée par l'Eq. 2.11 :

$$|\epsilon|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} \left| \sum_{k=1}^M \mathcal{R}_k e^{s_k n \Delta t} - y(n) \right|^2 \quad (2.11)$$

$M$  sera choisi de façon optimale parmi les plus petites valeurs qui permettent de garantir une erreur acceptable.

## 2.3 Critères de choix

L'estimation des paramètres fréquences / facteurs d'amortissement des composantes sinusoïdales amorties est un problème traité dans la littérature depuis deux siècles. Prony l'a exprimé dans son annale d'essai expérimental et analytique [43] comme étant la somme d'exponentielles réelles dans l'analyse de mesures thermodynamiques de détente de mélanges gazeux.

Les méthodes classiques bénéficient des algorithmes rapides de transformée de Fourier (TFR ou FFT) mais sont limitées par le caractère fini de toute observation. La discontinuité introduite aux bornes de la fenêtre provoque l'étalement du spectre et une perte de résolution. Ces défauts sont étudiés en détail dans la plupart des ouvrages traitant de l'analyse spectrale ou de la transformée de Fourier.

Nous avons vu que la Transformée de Fourier n'est pas adaptée pour le traitement de signaux non stationnaires. Comme les signaux dans une installation électrique sont non stationnaires à cause de tous les changements d'états, la TF n'est pas conseillée. D'autre part, nous perdons la représentation de l'instant où s'est produit un événement. Finalement, nous avons des difficultés à différencier entre deux fréquences voisines sur des observations temporelles petites.

Les méthodes paramétriques s'appuient au contraire sur un modèle du signal. Elles supposent la continuité du signal en dehors de la fenêtre d'observation. Elles n'ont pas de limite théorique en résolution. Le prix à payer en contrepartie est une complexité de calcul plus importante. De plus, les méthodes paramétriques sont par essence sensibles aux erreurs d'estimation alors que la transformée de Fourier ne fait que modifier la représentation du signal.

Le principe des méthodes spécifiques ou encore haute résolution repose sur un modèle de signal. Les propriétés mathématiques du modèle sont exploitées pour estimer ses paramètres. Il peut s'agir d'un modèle de somme de sinus non amorties comme pour la méthode de MUSIC [65]. Matrix Pencil de HUA et SARKAR [52] modélisent le signal sous forme d'une somme de sinus amortis.

En plus de la technique de résolution, notre objectif est l'implantation d'un algorithme de complexité raisonnable pour une application en temps réel intégrable dans un système embarqué tel que le compteur d'énergie électrique. La méthode choisie doit être la plus optimisée possible, fiable et à faible coût de calcul. C'est sur la base de ces critères que notre choix se portera. En comparant les diverses méthodes présentées aux paragraphes précédents, notre choix s'est figé sur une d'entre elles : la méthode de Matrix Pencil.

Pour illustrer mes propos, les exemples suivant donnent des comparaisons entre les différentes méthodes et la méthode de Matrix Pencil. Pour donner un exemple, avec un signal comprenant deux fréquences

proches  $50Hz$  et  $51Hz$  donné en figure 2.8, le signal  $x(t)$  ainsi obtenu peut être sous la forme suivante :

$$x(t) = \cos(2\pi 50t) + \cos(2\pi 51t)$$

La fenêtre d'observation contient 1000 points sur la durée de  $1s$ . L'analyse de Fourier n'est pas applicable sur ces données. En effet on ne pourra pas séparer les deux pics centrés sur chaque fréquence puisque la largeur de ces pics est supérieur à la différence de ces deux fréquences. C'est la propriété duale des observations temporelles, qui reste valable quelque soit la largeur de la fenêtre d'observation (c'est à dire de la précision fréquentielle atteinte par l'analyse de Fourier).

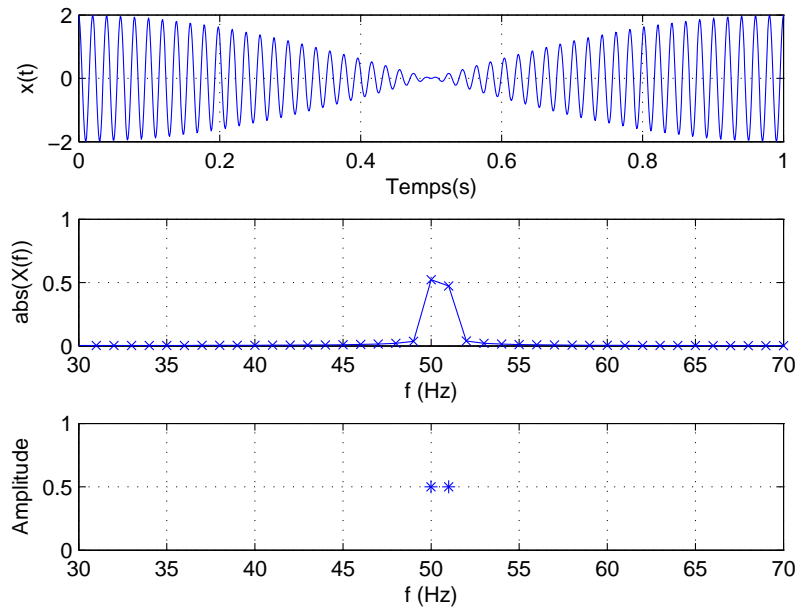


FIGURE 2.8 – Signal  $x(t)$  observé sur une durée de  $1s$ , traité avec la TF et la méthode de Matrix Pencil

On remarque par contre que l'application de Matrix Pencil sur ces mêmes données est satisfaisante par la précision d'estimation des fréquences présentes. Il faut noter que l'application de cette méthode sur une portion du signal donne la même précision.

En augmentant la largeur de la fenêtre d'observation à  $2s$  avec la même fréquence d'échantillonnage la TF est capable de distinguer les deux fréquences proches comme le montre la figure 2.9.

Pour des signaux bruités on donne l'exemple suivant avec un signal bruité comprenant une fréquence de  $50Hz$  donné en figure 2.10, le signal  $x(t)$  ainsi obtenu peut être sous la forme suivante :

$$x(t) = \cos(2\pi 50t) + n(t)$$

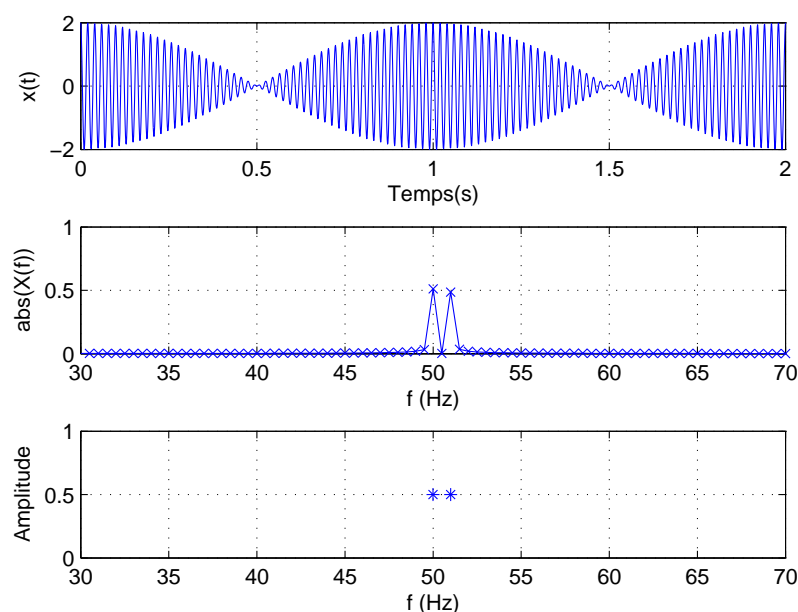


FIGURE 2.9 – Signal  $x(t)$  observé sur une durée de 2s, traité avec la TF et la méthode de Matrix Pencil

La transformée de Fourier ainsi que Matrix Pencil sont capables d'extraire les fréquences présentes. Des comparaisons plus poussées pour l'estimation des fréquences prouvent que la méthode de Matrix Pencil est plus robuste en présence de bruits [48].

La STFT palie à quelques inconvénients de la TF mais l'observation d'un signal avec une fenêtre constante est un inconvénient majeur. La technique des ondelettes permet l'observation d'un signal avec une fenêtre variable mais une signature de charges en termes de coefficients d'ondelettes (HF et BF) est lourde en termes d'implantation industrielle. Ces trois dernières méthodes sont non paramétriques et non spécifiques.

Les domaines d'applications des méthodes paramétriques spécifiques ou à hautes résolutions sont variés. Il en est d'usuels, pour lesquels l'utilisation de ces méthodes est courante et d'autres, dont les signaux électriques font partie, pour lesquels cette utilisation est peu répandue.

La comparaison de la méthode de Prony avec celle de Matrix Pencil montre que les propriétés de ces estimateurs évalués en termes de leur biais et variance sont meilleures dans la méthode de Matrix Pencil. La méthode de Prony originale repose fondamentalement sur la recherche des zéros d'un polynôme de degré  $M$  (Somme de  $M$  exponentielles amorties). La méthode de Prony a été étendue à un polynôme de matrices. On trouve que Matrix Pencil représente une amélioration en terme de variance des estimateurs

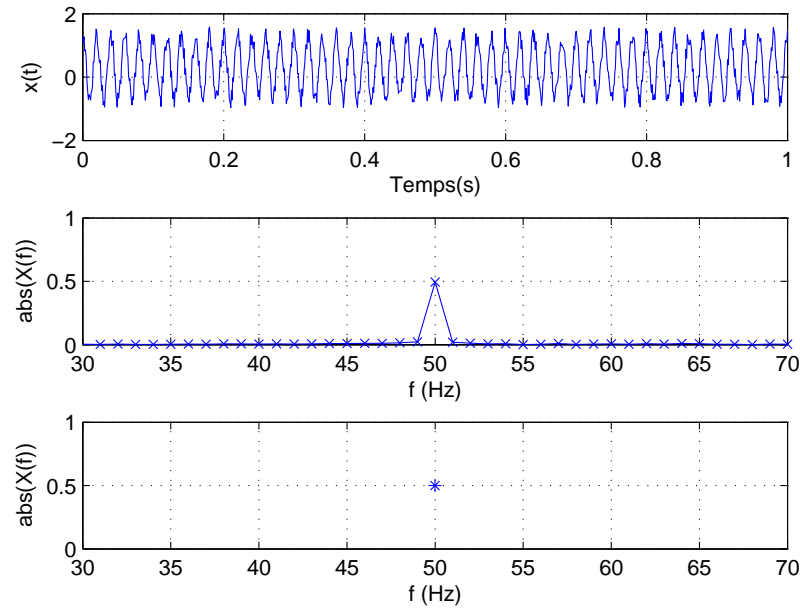


FIGURE 2.10 – Signal  $x(t)$  bruité observé sur une durée de 1s, traité avec la TF et la méthode de Matrix Pencil

par rapport à Prony. Elle utilise les mêmes principes : décomposition en valeurs singulières et approximation de la matrice de données, mais elle introduit une redondance supplémentaire, en s'appuyant sur les propriétés d'un polynôme de matrice défini à l'aide de deux matrices de données décalées. Elle permet de sélectionner l'ordre de modélisation d'une manière indépendante de la dimension du signal  $N$ .

On applique les deux méthodes sur le signal  $x(t) = \cos(t)$  échantillonné sur 100 points, la figure 2.11 représente les pôles qui résultent de chaque méthode. En examinant le signal, on doit s'attendre à la résolution d'un polynôme à deux pôles. La méthode de Prony qui surestime le problème à résoudre a pu trouver ces deux pôles comme la méthode de Matrix Pencil, mais en plus elle a trouvé bien d'autres pôles correspondant à la surestimation de  $M = \frac{100}{2} = 50$  par rapport à la valeur utile qui est 2.

Sans connaissance à priori de l'ordre de  $M$  du signal utile, il est impossible de déduire ce paramètre pour l'application de la méthode de Prony. La méthode Matrix Pencil quant à elle est capable de classer les pôles par ordre d'importance. Le choix de  $M$  est alors plus aisé.

Il y a encore deux autres méthodes hautes résolution qui sont les méthodes MUSIC et ESPRIT. Elles présentent de fortes ressemblances avec la méthode de Matrix Pencil. Il suffit de construire la matrice de corrélation en fonction de la matrice de Vandermonde et de la variance du bruit. La différence entre ces deux méthodes est que ESPRIT est réalisée dans un espace de dimension  $M$  appelé sous espace signal et

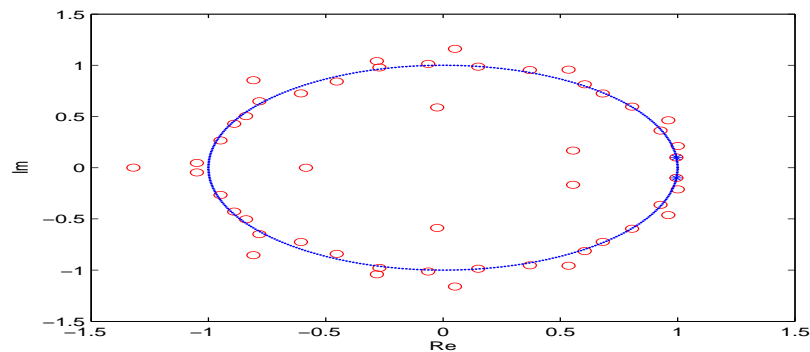


FIGURE 2.11 – \* : Pôles du signal  $x(t)$  avec la méthode de Matrix Pencil, o : Pôles du signal  $x(t)$  avec la méthode de Prony

que MUSIC est utilisée dans un sous espace de dimension  $M$  appelé sous espace bruit.

En revenant à notre problème, on souhaite traiter le courant et la tension correspondant à la consommation totale de la résidence. La méthode à suivre doit être par la suite embarquée dans une carte électronique intégrant le compteur d'énergie électrique. Notre choix portera alors sur la méthode de Matrix Pencil, qui a prouvé au cours de cette étude de comparaison sa capacité à identifier les instants de changements d'états de la même manière que la technique des ondelettes, et à traduire les signaux du courant et de la tension en un nombre de pôles et de résidus bien limités représentant les charges en présence.

## 2.4 Méthode de Matrix Pencil

Cette méthode présente une amélioration en termes de variance des estimateurs par rapport aux méthodes précédentes. Elle utilise les mêmes principes de décomposition en valeurs singulières et approximation de la matrice de données, mais elle introduit une redondance supplémentaire, en utilisant deux matrices de données décalées (L'Eq. 2.18 et 2.19).

### 2.4.1 Fondements théoriques

Ce paragraphe détaille les résultats théoriques qui sont à la base de l'algorithme de Matrix Pencil.

En général, on trouve dans plusieurs articles tel que ceux de T. K. SARKAR [52] et [56] la forme de modélisation d'un signal  $y(t)$  issu d'une mesure physique, observé dans le temps et contenant du bruit, sous la forme suivante :

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.12)$$

Avec,

$$\begin{aligned} y(t) &= \text{signal mesuré} \\ x(t) &= \text{signal propre} \\ n(t) &= \text{bruit observé dans le signal mesuré (blanc gaussien)} \end{aligned}$$

On cherche à exprimer le signal propre  $x(t)$  discrétisé sous la forme :

$$x(k) = \sum_{i=1}^M \mathcal{R}_i z_i^k \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2.13)$$

On utilise la discrétisation suivante dans le temps :

$$y_k = y(kT_e) \quad (2.14)$$

Où

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_i &= \text{résidu ou amplitude complexe} \\ T_e &= \text{représente la période d'échantillonnage} \end{aligned}$$

L'expression de  $z_i^k$  est tel que

$$\begin{aligned} z_i^k &= e^{s_i T_e k} \\ &= e^{(\alpha_i + j\beta_i) T_e k} \end{aligned} \quad (2.15)$$



Avec,

$$\begin{aligned} s_i &= \text{pôle complexe} \\ \alpha_i &= \text{facteurs d'atténuations de valeurs négatives} \\ \beta_i &= \text{fréquences angulaires} \end{aligned}$$

En finale, l'équation complète sera sous la forme :

$$\begin{aligned} y(kT_e) &= x(kT_e) + n(kT_e) \\ &\approx \sum_{i=1}^M \mathcal{R}_i z_i^k + n(kT_e) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Dans la formule 2.16, les  $M$  pôles complexes  $z_i$  et les résidus complexes  $\mathcal{R}_i$  sont les inconnus à déterminer. Ce paramètre  $M$  est très important pour la séparation du signal propre et du bruit. Le bon choix de  $M$  sera détaillé dans la partie 2.4.4.2.

La méthode utilise un outil mathématique appelé la méthode de Matrix Pencil qui repose sur les propriétés du polynôme de matrices de données défini par :

$$\det \{\mathbf{Y}_2 - \lambda \mathbf{Y}_1\} = 0 \quad (2.17)$$

Les valeurs de  $\lambda$  correspond aux valeurs propres généralisées de l'Eq. 2.17. Les matrices de Hankel  $\mathbf{Y}_2$  et  $\mathbf{Y}_1$  sont construites à partir des  $N$  échantillons de  $y[k]$  donnés par l'Eq. 2.14, et définies à l'aide du paramètre Pencil  $L$  par les expressions présentés dans l'article [58] :

$$\mathbf{Y}_1 = \begin{bmatrix} y(1) & y(2) & \cdots & y(L) \\ y(2) & y(3) & \cdots & y(L+1) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ y(N-L) & y(N-L+1) & \cdots & y(N-1) \end{bmatrix}_{(N-L) \times L} \quad (2.18)$$

$$\mathbf{Y}_2 = \begin{bmatrix} y(2) & y(3) & \cdots & y(L+1) \\ y(3) & y(4) & \cdots & y(L+2) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ y(N-L+1) & y(N-L+2) & \cdots & y(N) \end{bmatrix}_{(N-L) \times L} \quad (2.19)$$

La matrice  $\mathbf{Y}_2$  est décalée d'un échantillon par rapport à la matrice  $\mathbf{Y}_1$ . Le paramètre  $L$  qui fixe les dimensions des matrices, et permet de mieux estimer le signal. On démontre comme dans les références [55]-[54] que :

$$\frac{N}{3} \leq L \leq \frac{N}{2} \quad (2.20)$$

Par conséquent, la détermination de  $\lambda$ , devient équivalente à la résolution du modèle complexe de l'Eq.2.13.  $\mathbf{Y}_1$  et  $\mathbf{Y}_2$  sont définies comme dans [57] par :

$$\mathbf{Y}_1 = \mathbf{Z}_1 \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{Z}_2 \quad (2.21)$$

$$\mathbf{Y}_2 = \mathbf{Z}_1 \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{Z}_0 \cdot \mathbf{Z}_2 \quad (2.22)$$

où  $\mathbf{Z}_1$  et  $\mathbf{Z}_2$  sont des matrices de Vandermonde sous la forme suivante :

$$\mathbf{Z}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & z_2 & \cdots & z_M \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ z_1^{N-L-1} & z_2^{N-L-1} & \cdots & z_M^{N-L-1} \end{bmatrix}_{(N-L) \times M} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{Z}_2 = \begin{bmatrix} 1 & z_1 & \cdots & z_1^{L-1} \\ 1 & z_2 & \cdots & z_2^{L-1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 1 & z_M & \cdots & z_M^{L-1} \end{bmatrix}_{M \times L} \quad (2.24)$$

$$\mathbf{Z}_0 = \text{diag} [z_1, z_2, \cdots, z_M] \quad (2.25)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag} [\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \cdots, \mathcal{R}_M] \quad (2.26)$$

$\mathbf{Z}_0$  et  $\mathbf{R}$  sont des matrices diagonales de dimensions  $(M \times M)$ .

En utilisant les expressions de  $\mathbf{Y}_1$  et  $\mathbf{Y}_2$  données par l'Eq. 2.21 et 2.22, l'expression 2.17 devient :

$$\mathbf{Y}_2 - \lambda \mathbf{Y}_1 = \mathbf{Z}_1 \cdot \mathbf{R} \cdot \{\mathbf{Z}_0 - \lambda \mathbf{I}\} \cdot \mathbf{Z}_2 \quad (2.27)$$

Où  $\mathbf{I}$  est la matrice identité de dimension  $(M \times M)$ . On peut démontrer d'une manière générale [57], [51] que le rang de  $\{\mathbf{Y}_2 - \lambda \mathbf{Y}_1\}$  est égale à  $M$  et répond à la double inégalité :

$$M \leq L \leq N - M \quad (2.28)$$

On construit le problème aux valeurs propres pour trouver les  $z_i$  comme suit :

$$\det \{\mathbf{Y}_2 - \lambda \mathbf{Y}_1\} = 0 \quad (2.29)$$

ou bien

$$\det \{\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2 - \lambda \mathbf{I}\} = 0 \quad (2.30)$$

$\mathbf{Y}_1^+$  la pseudoinverse de  $\mathbf{Y}_1$ .

$$\mathbf{Y}_1^+ = \{\mathbf{Y}_1^T \cdot \mathbf{Y}_1\}^{-1} \cdot \mathbf{Y}_1^T \quad (2.31)$$

$T$  est la transposée d'une matrice quelconque.

En présence de signaux entachés de bruits, un pré-filtrage des données est nécessaire. Pour cela, une méthode de moindres carrés associée à de la méthode Matrix Pencil a prouvé ses capacités [55], [53], [54], [51]. A partir des deux matrices de Hankel  $\mathbf{Y}_1$  et  $\mathbf{Y}_2$  provenant du signal de départ bruité  $y(t)$ , on forme la matrice  $\mathbf{Y}$  tel que :

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y(1) & y(2) & \cdots & y(L+1) \\ y(2) & y(3) & \cdots & y(L+2) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ y(N-L) & y(N-L+1) & \cdots & y(N) \end{bmatrix}_{(N-L) \times (L+1)} \quad (2.32)$$

Notons que  $\mathbf{Y}_1$  et  $\mathbf{Y}_2$  sont obtenus à partir de  $\mathbf{Y}$  en supprimant respectivement la dernière colonne  $c_{L+1}$  et la première colonne  $c_1$ .

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} c_1 & \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & c_{L+1} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Dans la méthode de Matrix Pencil, on ne trouve plus les solutions par la recherche des racines d'un polynôme, mais par celle des valeurs propres d'une matrice. La prochaine étape consiste à appliquer la décomposition en valeurs singulières de cette matrice afin de séparer le signal propre du signal bruité.

## 2.4.2 Décomposition en valeurs singulières de la matrice de données

### 2.4.2.1 Définition

Calculer les valeurs propres et les vecteurs propres d'une matrice est un des problèmes les plus importants en analyse numérique linéaire. La décomposition d'une matrice en valeurs singulières est plus robuste d'un point de vue numérique et plus utilisée en pratique que la décomposition sous forme de Jordan ou de Smith. Pour toute matrice réelle  $\mathbf{Y} \in \mathbb{R}^{(N-L) \times (L+1)}$ , la décomposition de  $\mathbf{Y}$  en valeurs singulières est de la forme suivante :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^T \quad (2.34)$$

Où  $\mathbf{U}$  de dimension  $(N-L) \times (N-L)$  et  $\mathbf{V}$  de dimension  $(L+1) \times (L+1)$  sont deux matrices orthogonales,  $\Sigma$  est une matrice réelle de dimension  $(N-L) \times (L+1)$  dont seuls les termes de la 1<sup>ère</sup> diagonale sont non nuls. Ces matrices sont telles que :

$$\begin{aligned} \mathbf{U}\mathbf{U}^T &= \mathbf{I} \\ \mathbf{V}\mathbf{V}^T &= \mathbf{I} \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$\Sigma = \text{diag} \{ \sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_h \}, \text{ avec } h = \min \{ N-L, L+1 \} \quad (2.36)$$

Avec,

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_M \geq \sigma_{M+1} \geq \dots \geq \sigma_h$$

Les matrices  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  ne sont pas uniques, mais les  $\sigma_i$  le sont. Le rang de la matrice  $\mathbf{Y}$  est égale au nombre de valeurs singulières non nulles de  $\sigma$ . Pour calculer  $\mathbf{U}$ ,  $\mathbf{V}$  et  $\Sigma$ , le problème se ramène à un problème aux valeurs propres des matrices carrées  $\mathbf{Y}^T\mathbf{Y}$  et  $\mathbf{Y}\mathbf{Y}^T$ . Considérons que  $N-L > L+1$ , en multipliant l'Eq. 2.34 par sa transposée, ( $\mathbf{Y}^T\mathbf{Y}$  matrice appartenant à  $\mathbb{R}^{(L+1) \times (L+1)}$ ), on obtient :

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}^T\mathbf{Y} &= \mathbf{V}\Sigma\mathbf{U}^T\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^T \\ &= \mathbf{V}\Sigma^2\mathbf{V}^T \end{aligned} \quad (2.37)$$

Or, puisque  $\mathbf{Y}$  est une matrice réelle, elle est diagonalisable dans une base orthogonale de vecteurs propres. Cette matrice  $\mathbf{Y}^T \mathbf{Y}$  admet  $M$  valeurs propres non nulles et  $L + 1 - M$  valeurs propres nulles si le signal est non bruité. En revanche, en présence de bruit, toutes les valeurs sont non nulles.

### 2.4.2.2 Décomposition de la matrice

La décomposition en valeurs singulières de la matrice  $\mathbf{Y}$  donnée par l'Eq. 2.34 permettra de donner les expressions de la décomposition des matrices  $\mathbf{Y}_1$  et  $\mathbf{Y}_2$  données par l'Eq. 2.18 et 2.19.

$$\mathbf{Y}_1 = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}_1^T \quad (2.38)$$

$$\mathbf{Y}_2 = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}_2^T \quad (2.39)$$

$\mathbf{V}_1$  et  $\mathbf{V}_2$  sont obtenues à partir de  $\mathbf{V}$  en supprimant respectivement la dernière et la première colonne [59]. Soit  $M$  le nombre de valeurs singulières significatives, on construit les matrices filtrées de  $\mathbf{U}$ ,  $\mathbf{V}_1$ ,  $\mathbf{V}_2$  et  $\Sigma$ . On ne gardera de ces matrices que la partie utile. Cela s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{U}^M &= \mathbf{U} (1 : N - L, 1 : M) \\ \mathbf{V}_1^M &= \mathbf{V}_1 (1 : L, 1 : M) \\ \mathbf{V}_2^M &= \mathbf{V}_2 (2 : L + 1, 1 : M) \\ \Sigma^M &= \Sigma (1 : M, 1 : M) \end{aligned} \quad (2.40)$$

Compte tenu des expressions de  $\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2$  (Eq.2.38 et 2.39), l'équation 2.29 devient :

$$\det \{ \mathbf{U}^M \Sigma^M \mathbf{V}_2^{MT} - \lambda \mathbf{U}^M \Sigma^M \mathbf{V}_1^{MT} \} = 0 \quad (2.41)$$

équivalent à

$$\det \{ \mathbf{V}_2^{MT} - \lambda \mathbf{V}_1^{MT} \} = 0 \quad (2.42)$$

Cette façon d'estimer les  $z_i$  permet d'avoir la meilleure estimation des pôles en présence du bruit dans le signal mesuré. Une fois les pôles  $z_i$  calculés, les résidus  $\mathcal{R}_i$  résultent de la résolution d'un système linéaire de  $N$  équations à  $M$  inconnues :

$$\begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & z_2 & \cdots & z_M \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \cdots & z_M^{N-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathcal{R}_1 \\ \mathcal{R}_2 \\ \vdots \\ \mathcal{R}_M \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

### 2.4.3 Qualité de l'estimateur de la méthode de Matrix Pencil

Ce paragraphe étudie la qualité de l'estimateur Matrix Pencil, à l'aide du calcul théorique de sa variance.

Les pôles  $(z_i)$  ( $1 \leq i \leq M$ ) du signal sont obtenus dans la méthode Matrix Pencil comme les valeurs propres de la matrice  $\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2$ . Ces matrices sont des matrices de données dont les éléments sont les échantillons de la matrice donnée par l'Eq. 2.32. La méthode fournit des valeurs  $z_t$  exactes lorsque le signal n'est pas perturbé, mais ces valeurs peuvent être perturbées en présence du bruit. On cherche ici l'expression des perturbations  $\delta z_i$ .

Celles-ci sont déterminées par un calcul de perturbation d'ordre 1. Elles sont considérées comme petites devant les composantes sinusoïdales. On décompose alors les matrices de données en deux termes : une matrice de signal propre  $\mathbf{Y}_p$  et une matrice dont les éléments sont les échantillons de la perturbation  $\delta \mathbf{Y}$  soit :

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_1 = \mathbf{Y}_{1p} + \delta \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 = \mathbf{Y}_{2p} + \delta \mathbf{Y}_2 \end{cases} \quad (2.44)$$

On appelle  $p_i$  et  $q_i$  les vecteurs propres à droite et à gauche de la matrice  $\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2$ , associés à la valeur propre  $z_i$  tels que  $p_i^H q_i = 1$ . En d'autres termes :

$$p_i^H \mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2 = z_i p_i^H \quad (2.45)$$

$$\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2 q_i = z_i q_i \quad (2.46)$$

L'expression de la perturbation des valeurs propres  $\delta z_i$  de  $\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2$  peut se mettre sous la forme suivante :

$$\delta z_i = p_i^H \delta (\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2) q_i \quad (2.47)$$

En utilisant les équations 2.21 et 2.22, on a  $\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2 = \mathbf{Z}_2^+ \mathbf{Z}_0 \mathbf{Z}_2$ . On admet le théorème utilisé dans l'article [49] (voir équation 13) qui précise que :

$$\delta (\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2) = \delta (\mathbf{Y}_1^+) \mathbf{Y}_{2p} + \mathbf{Y}_{1p}^+ \delta (\mathbf{Y}_2) \quad (2.48)$$

en reportant l'Eq. 2.48 dans 2.47 [52], on obtient :

$$\begin{aligned}
 \delta z_i &= p_i^H \delta (\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2) q_i \\
 &= p_i^H \left( \delta (\mathbf{Y}_1^+) \mathbf{Y}_{2p} + \mathbf{Y}_{1p}^+ \delta (\mathbf{Y}_2) \right) q_i \\
 &= -p_i^H \mathbf{Y}_{1p}^+ \delta \mathbf{Y}_1 \mathbf{Y}_{1p}^+ \mathbf{Y}_{2p} q_i + p_i^H \mathbf{Y}_{1p}^+ \delta \mathbf{Y}_2 q_i \\
 &= -p_i^H \mathbf{Y}_{1p}^+ \delta \mathbf{Y}_1 z_i q_i + p_i^H \mathbf{Y}_{1p}^+ \delta \mathbf{Y}_2 q_i
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

En reprenant l'Eq. 2.21 et 2.22, on montre comme dans [49] que :

$$p_i^H \mathbf{Y}_{1p}^+ = p_i^H \mathbf{Z}_2^+ \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Z}_1^+ = \frac{1}{\mathcal{R}_i} p_i^H \tag{2.50}$$

La combinaison de 2.49 et 2.50 conduit à :

$$\delta z_i = \frac{1}{\mathcal{R}_i} p_i^H (\delta \mathbf{Y}_2 - z_i \delta \mathbf{Y}_1) q_i \tag{2.51}$$

On a exprimé la perturbation sur les valeurs propres par rapport à l'erreur produite sur les matrices  $\mathbf{Y}_1$  et  $\mathbf{Y}_2$ . En ce référant toujours au même article [49] on peut écrire l'équation de la variance de l'erreur d'estimation comme :

$$Var \delta z_i = \frac{1}{|\mathcal{R}_i|^2} q_i^H P_i^H R_{nn} P_i q_i^* \tag{2.52}$$

Les différents paramètres de l'équation 2.52 sont détaillés dans la référence [52].  $R_{nn}$  désigne la matrice covariance du vecteur  $n_i$  ( $1 \leq i \leq N$  le vecteur de bruit) et  $P_i$  de dimension  $N \times L$  est constitué des éléments  $p_{i,j}$  ( $1 \leq j \leq N - L$ ) tels que  $p_{i,j}$  désigne le  $j^{\text{ième}}$  élément de  $p_i$ . Les autres éléments de  $P_i$  étant nuls.

## 2.4.4 Réglage des paramètres

Dans l'utilisation pratique de l'algorithme Matrix Pencil, il faut fixer les paramètres de la méthode, à savoir :

- le paramètre Pencil  $L$ ,
- le choix crucial de  $M$  qui permet de séparer le bruit du signal propre pour une meilleure estimation,

### 2.4.4.1 Choix de $L$

En ce qui concerne ce choix, il existe une valeur de  $L$  qui, dans le cas où le signal ne comporte qu'une seule composante réelle, minimise la variance de l'estimateur. Sa valeur optimale est :

$$L = \frac{N}{2} \quad (2.53)$$

En se référant à l'article de T. K. SARKAR [52], on peut trouver une expression analytique de la variance de l'estimateur dans le cas d'une seule fréquence non amortie. Soit :

$$x = \mathcal{R}e^{j\omega t} \quad (2.54)$$

Dans ce cas, l'Eq. 2.52 amène au résultat

$$Var\delta\omega = \frac{\sigma^2}{|\mathcal{R}|^2} \begin{cases} \frac{1}{L(N-L)^2} & \text{si } L \leq N/2 \\ \frac{1}{L^2(N-L)} & \text{si } L \geq N/2 \end{cases} \quad (2.55)$$

On peut alors montrer facilement qu'il existe pour une valeur de  $N$  donnée, deux valeurs optimales pour le paramètre  $L$  qui sont :

$$L = N/3 \text{ et } L = 2N/3$$

En pratique toutes les valeurs comprises entre ces deux valeurs sont utilisables. A l'aide de l'équation 2.52, on peut trouver la variance ou les facteurs d'amortissement dans n'importe quel cas par calcul numérique. Dans le cas général, la variance reste symétrique autour de  $L = N/2$  on retrouve les minimums dans la figure 2.12 qui traite un signal  $e^{2\pi 0,1t} + 0,7e^{2\pi 0,3t}$  avec deux pôles.

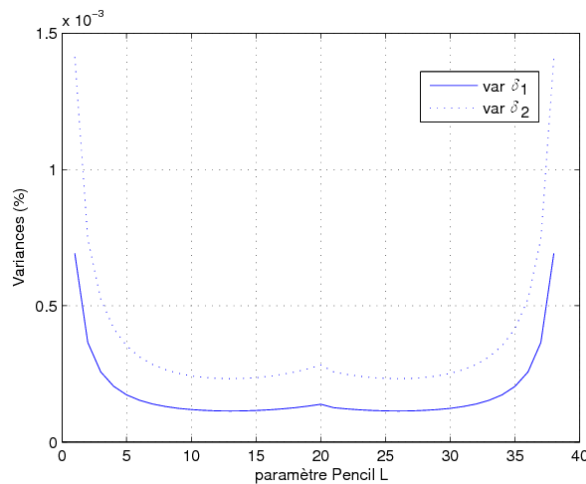


FIGURE 2.12 – Variances minimales comprises entre  $N/3$  et  $2N/3$  pour le signal  $e^{2\pi 0,1t} + 0,7e^{2\pi 0,3t}$

Dans tous les cas, le choix de  $N/3 \leq L \leq 2N/3$  reste un bon choix.



### 2.4.4.2 Choix de $M$

Le paramètre  $M$  obéit à une double inégalité extraite de l'Eq. 2.28 :

$$M \leq L \leq N - M \quad (2.56)$$

Se choix permet de séparer les parties considérées utiles du signal des parties considérées relevant du bruit. Une proposition du choix de  $M$  a été développée dans l'article [57] de T. K. SARKAR. Il classe les valeurs singulières par ordre d'importance et fixe un seuil défini par :

$$\frac{\sigma_M}{\sigma_1} \approx 10^{-p} \quad (2.57)$$

où  $p$  le nombre de décimales significatives.

Ce critère présente l'avantage de proposer un seuil relatif qui prend en compte la variation temporelle du  $\sigma_1$ . La difficulté de mise en oeuvre réside dans le fait où  $M$  est sujet à variation d'une fenêtre de traitement à l'autre ou que la première valeur singulière ne présente que du bruit.

Dans le présent travail, nous avons enrichi ce critère en introduisant un test sur  $\sigma_1$  et en respectant la contrainte de l'Eq. 2.56.

Notons tout de même, que les signaux traités présentent une partie fondamentale, une partie harmonique et une partie transitoire. Une reconstruction complète du signal impose naturellement de définir un seuil minimal de  $M$ . L'ensemble de ces considérations empêchent dans l'immédiat de proposer un choix de  $M$  systématisé. Un approfondissement théorique est nécessaire pour garantir un choix optimal.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes techniques pour l'identification du signal ont été approfondies en revue : La transformée de Fourier, la transformée de Fourier à fenêtre glissante, la méthode de Prony, la technique des ondelettes et enfin la méthode de Matrix Pencil. Nous avons retenu cette dernière méthode qu'on appliquera à chaque fenêtre du signal temporel de la tension et du courant. Les signatures extraites (valeurs singulières, pôles et résidus) permettent de remplacer l'ensemble des mesures temporelles, le retour au signal original est alors très aisé. Le suivi de ces signatures devrait être déterminant pour l'identification des usages.

Cette technique est applicable tant en régime permanent qu'en transitoire. Elle est en particulier capable d'extraire le régime forcé, caractéristique de la charge, pendant les phases transitoires. De plus, la méthode de Matrix Pencil présente l'avantage de filtrer numériquement les bruits de la chaîne de mesures sans effort supplémentaire.

## Chapitre 3

# Identification des charges élémentaires en basses fréquences

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>74</b>
<b>3.2</b>	<b>Contexte et méthode d'analyse</b>	<b>74</b>
3.2.1	Signaux analysés	75
3.2.2	Analyse théorique du circuit	75
3.2.3	Détermination des valeurs des pôles et des résidus par la méthode de Matrix Pencil	76
<b>3.3</b>	<b>Charge linéaire</b>	<b>81</b>
3.3.1	Charge résistive	83
3.3.2	Charge RL parallèle	86
3.3.3	Charge RC série	89
3.3.4	Charge RL série	92
3.3.5	Charge RLC série	94
<b>3.4</b>	<b>Mise en parallèle des charges élémentaires</b>	<b>98</b>
3.4.1	Enclenchements simultanés	99
3.4.2	Enclenchements séquentiels	103
<b>3.5</b>	<b>Cas des charges non linéaires</b>	<b>107</b>
<b>3.6</b>	<b>Cas de signaux expérimentaux</b>	<b>111</b>
<b>3.7</b>	<b>Conclusion</b>	<b>113</b>

---

### 3.1 Introduction

Ce chapitre a pour objectif d'une part de valider l'application de la méthode de Matrix Pencil sur les signaux issus du réseau domestique et d'autre part de proposer une démarche permettant la reconnaissance des différentes charges électrique. Les charges examinées ici sont des charges électriques élémentaires R, RL, RC et RLC ainsi que celles résultant de leurs mises en parallèle. Le cas d'une charge non linéaire est également étudié.

La méthode de Matrix Pencil sera appliquée au courant électrique délivré aux charges. Ce signal sera donc exprimé sous forme de pôles et résidus. La phase de validation consiste alors à comparer les valeurs des pôles et résidus fournies par la méthode de Matrix Pencil à celles issues d'un calcul analytique.

La phase de reconnaissance permet de montrer qu'à partir des valeurs des pôles et résidus du courant, on peut identifier le type des charges en présence. Ainsi chaque charge peut être caractérisée par les valeurs des pôles et résidus qui lui sont associées et qui constituent donc une signature de cette charge.

La fréquence des échantillons sera liée aux conditions de l'analyse par la méthode de Matrix Pencil. Dans ce chapitre les signaux étudiés seront échantillonnés à une basse fréquence de  $1600\text{Hz}$ .

### 3.2 Contexte et méthode d'analyse

La méthode d'analyse utilisée dans ce chapitre peut être schématisée par la figure 3.1

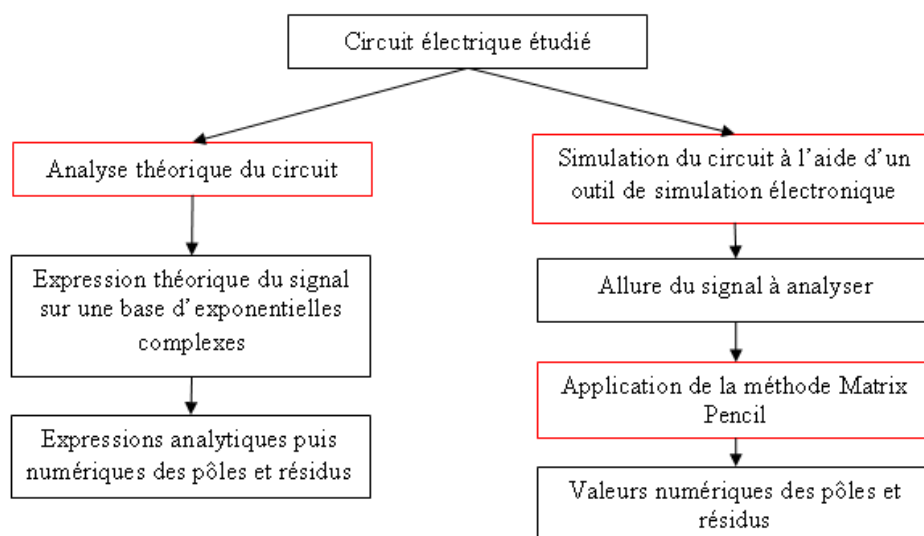


FIGURE 3.1 – Principe de la méthode d'analyse

### 3.2.1 Signaux analysés

Les signaux étudiés dans ce chapitre ne sont pas des signaux électriques mesurés mais ceux obtenus à l'aide d'outils de simulation électronique tels SPICE ou SIMULINK. De façon générale, le circuit électrique simulé peut être représenté par le schéma suivant (figure 3.2).

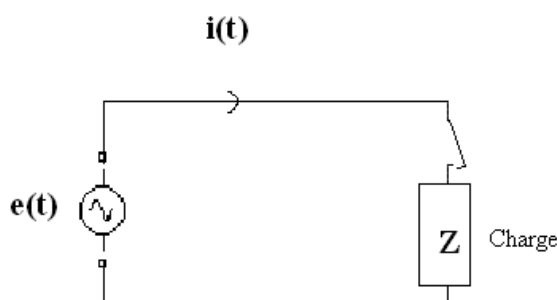


FIGURE 3.2 – Schéma général d'une charge électrique simulée

La source de tension sinusoïdale idéale  $e(t) = E\sqrt{2}\sin(\omega t)$  modélise la tension secteur. On considère  $E = 230V$  et  $\omega = 100\pi \text{ rad/s}$ .

Le terme charge modélise l'ensemble des charges domestiques en présence. Cette charge totale peut être constituée de plusieurs charges élémentaires en parallèle. L'interrupteur permet de simuler l'enclenchement (mise en marche) ou le déclenchement (mise en arrêt) de la charge. D'autres groupes de charges avec leurs interrupteurs peuvent être ajoutés en parallèle. Chacune des charges élémentaires peut être enclenchée ou déclenchée indépendamment des autres.

Le courant  $i(t)$  représente le courant à l'entrée de l'installation. Ce courant, dont les valeurs sont calculées par l'outil de simulation, constitue le signal à analyser en vue de l'identification.

### 3.2.2 Analyse théorique du circuit

Que ce soit pour la phase de validation de la méthode de Matrix Pencil ou pour la phase de reconnaissance des charges, il est essentiel de connaître les expressions théoriques des pôles et résidus ainsi que leurs significations. Ainsi, pour chaque type de charge élémentaire, la théorie des circuits permet d'exprimer de façon analytique le courant  $i(t)$  dans la base d'exponentielles complexes aussi utilisée par la méthode de Matrix Pencil Eq. 3.1

$$i(t) = \sum_{i=1}^M \mathcal{R}_i e^{s_i t} \quad (3.1)$$

$$\text{avec} \quad s_i = \alpha_i + j\beta_i$$

La démarche utilisée ici fait appel aux résultats classiques des systèmes linéaires. L'étude des équations différentielles qui régissent le fonctionnement de ces systèmes conduit au résultat suivant : la réponse d'un système est la somme de la solution générale de l'équation sans second membre qui correspond au régime libre et d'une solution particulière de l'équation avec second membre qui correspond au régime forcé ou permanent du système. Les variables permettant de caractériser le système sont appelées variables d'état, elles correspondent soit au courant dans une inductance, soit à la tension aux bornes d'un condensateur.

Le régime libre traduisant la réponse du système sans excitation est caractéristique de l'équation différentielle. Il contient l'ordre du système ainsi que ses propriétés ; constante de temps pour les systèmes du premier ordre, pulsation propre et coefficient d'amortissement pour les systèmes du deuxième ordre. Ces grandeurs peuvent être déterminées à partir du schéma électrique en éteignant les excitations, c'est-à-dire en remplaçant les sources de tension par un court-circuit et les sources de courant par un circuit ouvert. Pour déterminer complètement ce régime libre, il faut connaître les conditions initiales concernant les variables d'état, les conditions finales sont quant à elles obligatoirement nulles.

Le régime forcé correspond à une réponse du système avec excitation. Il est donc dans notre cas sinusoïdal, de même fréquence que l'excitation. Pour déterminer ce régime forcé, une technique consiste à utiliser les impédances complexes.

On peut également déterminer simultanément ces deux régimes en utilisant l'expression du signal dans le domaine de Laplace suivi d'une transformée de Laplace inverse.

Le détail des calculs pour chacune des charges élémentaires présentées dans la partie 3.3 est donné dans l'annexe C.

### 3.2.3 Détermination des valeurs des pôles et des résidus par la méthode de Matrix Pencil

La méthode de Matrix Pencil appliquée directement sur le signal temporel  $i(t)$  fournit les valeurs numériques des pôles et des résidus. Il est nécessaire de préciser les conditions d'application de la méthode, à savoir ; la technique utilisée pour détecter les changements d'état, l'instant de début de traitement, la

largeur de la fenêtre d'analyse ainsi que le nombre de points échantillonnés par fenêtre d'analyse.

### 3.2.3.1 Détection des changements d'état

La détection des instants de changement d'état (enclenchement ou déclenchement d'une charge) est primordiale pour la phase d'identification. Deux techniques peuvent être utilisées :

- La première consiste à détecter les instants de changement d'état en utilisant la méthode des On-delettes puis à appliquer la méthode de Matrix Pencil à partir de cet instant.
- La deuxième consiste à appliquer systématiquement la méthode de Matrix Pencil sur des fenêtres d'analyse successives. Les variations du nombre de pôles, des valeurs des résidus et des valeurs singulières permettent de détecter un changement d'état.

Cette deuxième technique a l'avantage de n'utiliser qu'une seule méthode pour à la fois détecter les changements d'état et caractériser les charges.

### 3.2.3.2 Fenêtre d'analyse

On se propose dans cette partie d'analyser le signal obtenu par la simulation illustré figure 3.3.

Ce signal correspond au courant fourni à une charge enclenchée à l'instant  $t_0 = 0$ . L'observation de ce signal fait apparaître de façon évidente un régime transitoire pour  $0 \leq t \leq 0,4s$  et un régime permanent pour  $t > 0,4s$  de même périodicité que l'excitation  $T = 20ms$ . La fréquence d'échantillonnage est de  $1600Hz$ .

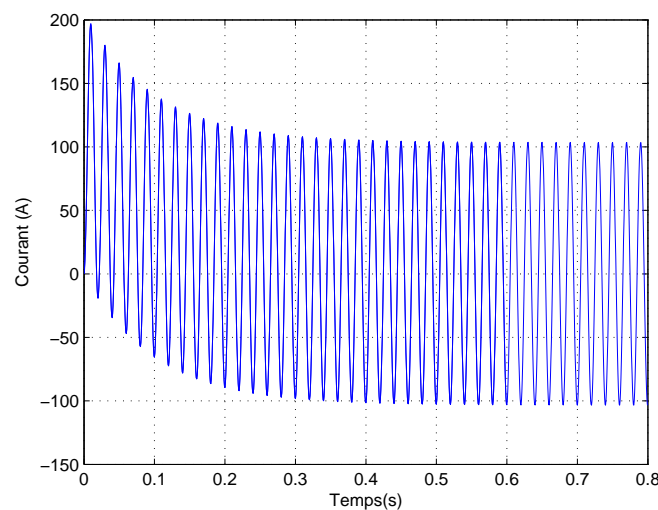


FIGURE 3.3 – Exemple de signal  $i(t)$  fourni par SPICE

L'idée est de remplacer ce signal temporel par un ensemble de pôles et résidus, en nombre limité, et parfaitement représentatif de la charge enclenchée.

La première expérience a consisté à appliquer le traitement par la méthode de Matrix Pencil à partir de l'instant  $t_0 = 0$  et sur la totalité du signal disponible c'est-à-dire de 0 à 0,8s. Les résultats obtenus résumés dans le tableau 3.1 montrent trois pôles et leurs résidus associés. En se rappelant que les valeurs des pôles et des résidus sont le résultat de la décomposition du signal sur une base d'exponentielles complexes (Eq. 3.1), on reconnaît les deux pôles liés au régime forcé, imaginaires purs et opposés ( $\alpha_i = 0$  et  $\beta_i = \pm 2\pi 50 = \pm 314,16$ ) et un pôle réel négatif traduisant le régime libre. Ces trois valeurs de couples pôle-résidu permettent de caractériser le signal et donc la charge qui a été enclenchée. Cette façon de faire, efficace quant au résultat obtenu, reste néanmoins coûteuse en termes de calcul compte tenu du nombre important de points à considérer.

Pôles	Résidus
$0,0000 + 314,16j$	$-51,72 - 3,27j$
$0,0000 - 314,16j$	$-51,72 + 3,27j$
$10 + 0j$	$103,43 - 0j$

TABLE 3.1 – Pôles et résidus associés pour une fenêtre d'analyse (0 – 0,8s)

Consécutif à cette remarque, l'objectif est alors d'essayer de réduire la largeur de la fenêtre d'analyse sans que le résultat soit erroné.

Ainsi la méthode a été testée en choisissant comme fenêtre d'analyse l'intervalle de temps entre deux passages par zéro du courant. Le traitement est effectué successivement sur chacune des fenêtres d'analyse. Le suivi temporel des pôles et résidus associés fournis par les traitements successifs est donné figure 3.4 sur laquelle les valeurs des parties réelles et imaginaires des pôles et résidus sont représentées à l'instant de début de la fenêtre traitée. Les pôles liés au régime forcé ainsi que les résidus associés sont représentés par " \* " pour le 50 Hz et par " o " pour son conjugué -50 Hz. Les valeurs liées au régime libre sont indiquées par " \* ".

La confrontation des résultats obtenus pour les deux cas de fenêtre d'analyse suscite plusieurs remarques :

- Le suivi temporel des pôles figure 3.4 montre que le nombre et les valeurs des pôles sont constants dans le temps et correspondent à ceux donnés dans le tableau 3.1. Ceci tend à montrer qu'il s'agit d'une caractéristique de la charge.
- Les valeurs des résidus ne sont quant à elles pas constantes et s'éloignent de plus en plus des valeurs données dans le tableau 3.1 au fur et à mesure que l'on progresse dans le temps. De plus, on peut remarquer que le résidu lié au régime libre présente une décroissance exponentielle qui

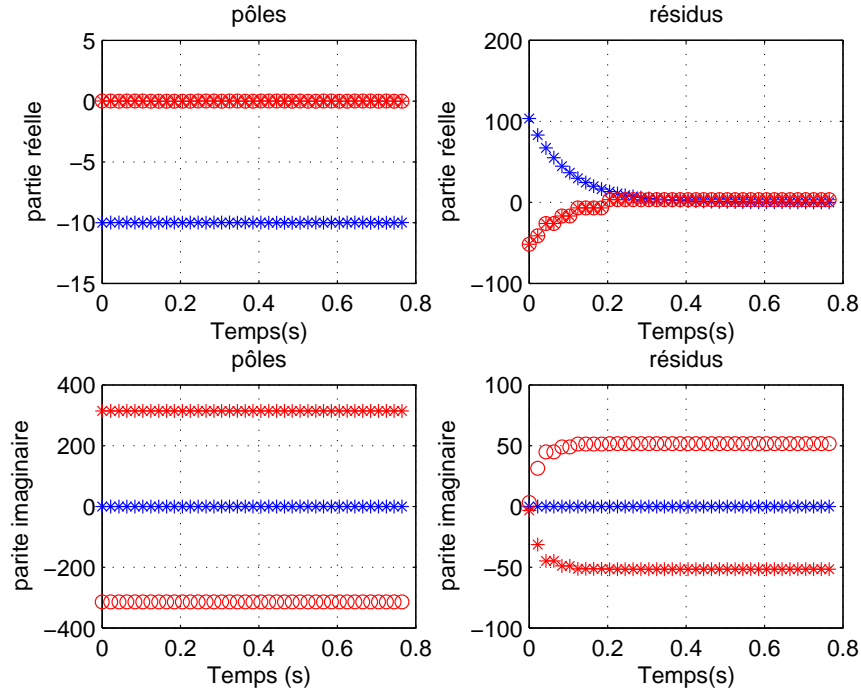


FIGURE 3.4 – Suivi des pôles et résidus sur un traitement toutes les périodes du courant

reflète celle de l'enveloppe du signal traité figure 3.3.

Les variations de ces résidus, gênantes pour la caractérisation de la charge trouvent naturellement leur explication dans la formulation de la méthode de Matrix Pencil. En effet, celle-ci consiste à exprimer le signal traité dans une base d'exponentielles complexes Eq.3.1 où  $\mathcal{R}_i$  représente le résidu associé au pôle  $S_i = \alpha_i + j\beta_i$ . Ainsi lorsque le traitement est appliqué à une fenêtre d'analyse dont l'instant de début est noté  $t_k$ , ce n'est pas le signal de départ  $i(t)$  qui est analysé mais ce signal décalé dans le temps  $i(t + t_k)$  (Eq. 3.2). Ainsi pour chaque résidu indicé  $i$ , la nouvelle valeur  $\mathcal{R}'_i$  est égale à sa valeur initiale  $\mathcal{R}_i$  multipliée par un coefficient d'erreur  $e^{(s_i t_k)}$  où  $s_i$  est le pôle associé.

$$i(t + t_k) = \sum_{i=1}^M \mathcal{R}_i e^{s_i (t+t_k)} = \sum_{i=1}^M \mathcal{R}'_i e^{s_i t} \quad (3.2)$$

$$\text{avec} \quad \mathcal{R}'_i = \mathcal{R}_i e^{s_i t_k} = \mathcal{R}_i e^{(\alpha_i + j\beta_i) t_k}$$

Un choix judicieux consiste à choisir les fenêtres d'analyse successives débutant sur un passage par zéro de la tension et coïncidant avec les périodes de la tension. Ainsi la largeur de toutes les fenêtres d'analyse sera la même  $T = 20ms$ , et l'instant de début de chaque fenêtre sera un multiple de  $T$ . Dans ce cas, les résidus associés aux pôles du régime forcé seront systématiquement corrigés car pour ces pôles  $\alpha_i = 0$  et  $\beta_i = 2\pi/T$ , l'erreur dans ce cas disparaît. En ce qui concerne les résidus associés aux pôles du régime



libre, l'erreur subsiste, il faudra donc normaliser ces valeurs en les divisant par  $e^{(s_i t_k)}$ . La figure 3.5 montre le suivi temporel des pôles et résidus obtenu lorsque la technique de normalisation précédente et un passage par zéro du début de la fenêtre sont utilisés. Pour les trois résidus, on retrouve bien des valeurs indépendantes de la fenêtre d'analyse et égales à celles fournies par le tableau 3.1. Ainsi le signal complet de la figure 3.3 peut être remplacé par trois couples pôle-résidu caractéristiques de la charge enclenchée.

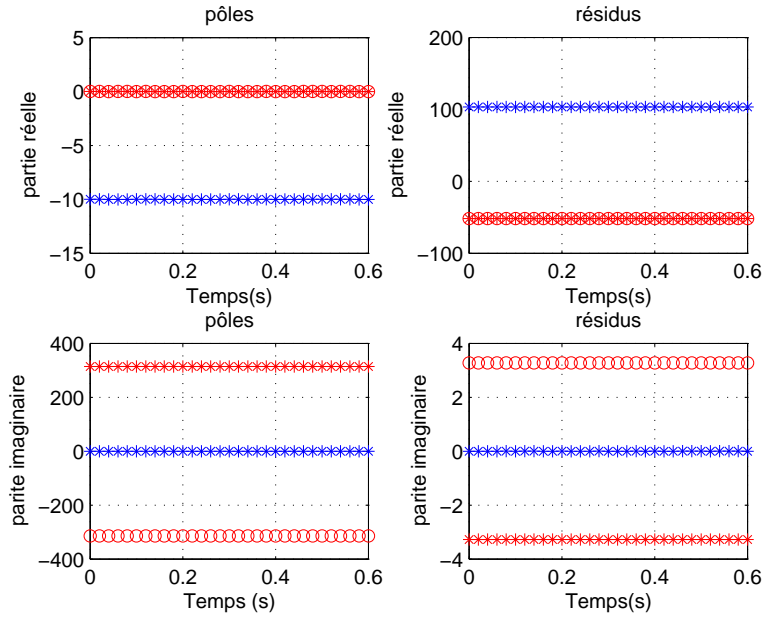


FIGURE 3.5 – Suivi temporel des pôles et résidus normalisés

### 3.2.3.3 Fréquence d'échantillonnage et nombre de points par fenêtre d'analyse

Comme on l'a justifié au paragraphe précédent, la méthode de Matrix Pencil sera dorénavant appliquée sur des fenêtres d'analyse successives définies entre deux passages à zéro de la tension secteur d'excitation et donc de largeur  $T = 20ms$ . Le nombre de points d'échantillonnage  $N$  sur une fenêtre d'analyse doit être suffisant pour construire les matrices  $\mathbf{Y}_1$  et  $\mathbf{Y}_2$  (Eq. 2.18 et Eq. 2.19) utilisées par la méthode de Matrix Pencil ainsi que pour déterminer les  $M$  couples pôle-résidu nécessaires à la description des charges en présence.

Le nombre de couples pôle-résidu minimal  $M_{min}$  nécessaire à la description de  $N_c$  charges distinctes est donné par l'équation 3.3.

$$M_{min} = 2(1 + H) + \sum_{i=1}^{N_c} n_i \quad (3.3)$$

$n_i$  = désigne le nombre de pôles liés au régime libre et caractéristique de la charge  $i$   
( $n_i = 1$  pour les charges élémentaires du premier ordre)

$H$  = indique le nombre de composantes harmoniques du  $50Hz$  prises en compte pour l'ensemble des charges.

En respectant la relation 2.53 démontrée au chapitre 2, on déduit la condition que doit satisfaire le nombre minimal d'échantillons  $N_{min}$ .

$$N_{min} > 2 M_{min} \quad (3.4)$$

De plus, pour une largeur de la fenêtre d'analyse  $T$  fixée, la fréquence d'échantillonnage  $f_e$  doit respecter la relation suivante :

$$T \cdot f_e > N_{min} \quad (3.5)$$

Un compromis entre le nombre de charges à détecter et la faisabilité d'un prototype intégrant la méthode de Matrix Pencil pour l'identification des charges nous permet de fixer le nombre minimal de couples pôle-résidu  $M_{min} = 16$ , le nombre minimal de points sera  $N_{min} = 32$ , ce qui impose une fréquence d'échantillonnage  $f_e$  d'au moins  $1600Hz$ .

### 3.3 Charge linéaire

Une charge linéaire  $Z$  est un récepteur constitué de dipôles électriques linéaires, elle est simplement caractérisée par son module et sa phase.

En régime sinusoïdal, elle est définie par une impédance complexe  $\underline{Z} = |\underline{Z}| e^{j\phi}$ .

En excitant cette impédance par une tension sinusoïdale  $e$ , le courant  $i$  parcourant cette charge est alors solution d'une équation différentielle. Il est composé d'un terme stationnaire relatif au régime forcé ou à la solution particulière  $i_{forcé}$  et d'un terme transitoire relatif au régime libre ou à la solution sans second membre  $i_{libre}$ .

$$i = i_{forcé} + i_{libre} \quad (3.6)$$

D'après la représentation de Fresnel  $i_{forcé} = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \phi)$  si  $e = E\sqrt{2} \sin(\omega t)$  avec

$$I = \frac{E}{|\underline{Z}|} = \frac{E \cos(\phi)}{\mathcal{Re}(\underline{Z})}.$$

D'après le modèle de Heaviside,  $i_{libre}$  est solution de l'équation différentielle homogène

$$\sum_{k=0}^n a_k i_{libre}^{(k)} = 0 \text{ où } i_{libre}^{(k)} \text{ est la dérivée } k^{\text{ième}} \text{ de } i_{libre} \text{ et } a_k \text{ est un coefficient constant.}$$

Pour déterminer  $i_{libre}$ , on cherche les solutions de la forme  $e^{st}$  ce qui nous amène à résoudre le polynôme caractéristique  $\sum_{k=0}^n a_k s^k = 0$ .

Ce polynôme peut se mettre sous la forme  $\prod_{l=1}^{lmax} (s - s_l)^{m_l}$  où  $s_l$  est une racine complexe d'ordre  $m_l$  telle

$$\text{que } \sum_{l=1}^{lmax} m_l = n.$$

Le courant relatif à cette phase transitoire s'exprime alors par  $i_{libre} = \sum_{l=1}^{lmax} P_l(t)e^{s_l t}$  où  $P_l(t)$  est un polynôme de degré  $m_l - 1$ .

Le courant total  $i$  est la somme de  $i_{forcé}$  et  $i_{libre}$  donc :

$$i = \sum_{l=1}^{lmax} P_l(t)e^{s_l t} + \frac{E\sqrt{2} \cos(\phi)}{\mathcal{Re}(\underline{Z})} \sin(\omega t - \phi) \quad (3.7)$$

Les coefficients des polynômes  $P_l$  sont déterminés à partir des conditions initiales des  $n$  variables d'état relatives à l'impédance d'ordre  $n$ .

Dans le cas général où la tension d'entrée présente des harmoniques d'ordres supérieurs  $(e_h = E_h\sqrt{2} \sin(h\omega t))_{h \geq 2}$ .

Le courant harmonique de rang  $h$  s'exprime par  $i_h = I_h\sqrt{2} \sin(h\omega t - \phi_h)$

$$\text{où } I_h = \frac{E_h}{|\underline{Z}_h|} = \frac{E_h \cos(\phi_h)}{\mathcal{Re}(\underline{Z}_h)}.$$

Dans ces conditions, le courant forcé est la somme du courant fondamental et des courants harmoniques.

$$i_{forcé} = I\sqrt{2} \sin(\omega t) + \sum_{h=2}^{H+1} I_h\sqrt{2} \sin(h\omega t - \phi_h) \quad (3.8)$$

Le courant libre reste inchangé et l'expression du courant total est enrichie par la contribution des harmonique.

$$i = \sum_{l=1}^{lmax} P_l(t) e^{s_l t} + \frac{E\sqrt{2} \cos(\phi)}{\mathcal{R}e(\underline{Z})} \sin(\omega t - \phi) + \sum_{h=2}^{H+1} \frac{E_h \sqrt{2} \cos(\phi_h)}{\mathcal{R}e(\underline{Z}_h)} \sin(h\omega t - \phi_h) \quad (3.9)$$

Dans l'ensemble de ce travail de thèse, nous avons considéré que les racines du polynôme caractéristique sont distincts. C'est souvent le cas des charges traitées en pratique.  $P_l$  se confond alors avec la constante  $\mathcal{R}_l$  et  $lmax$  atteint la valeur  $n$ .

Notre méthode d'identification Matrix Pencil est capable d'extraire l'ensemble de ces pôles et résidus. Ils se déduisent de la formule 3.9 tels que les  $n$  pôles libres  $(s_l)_{1 \leq l \leq n}$  et  $2(H+1)$  pôles forcés  $(\pm jh\omega)_{1 \leq h \leq H+1}$ .

Les résidus du régime libre sont  $(\mathcal{R}_l)_{1 \leq l \leq n}$  et les résidus du régime forcé sont  $\left( \pm \frac{E_h \sqrt{2}}{2j} \frac{e^{\mp j\phi_h}}{|\underline{Z}_h|} \right)_{1 \leq h \leq H+1}$ .

Le choix optimal du paramètre  $M$  (paragraphe 2.4.4.2) risque d'ignorer les pôles et les résidus les moins significatifs.

Afin de comprendre et vérifier la capacité d'identification de notre méthode, on se propose de traiter des charges élémentaires du premier et du second ordre qui sont à la base de charges réelles.

### 3.3.1 Charge résistive

Le schéma général du circuit électrique simulé en figure 3.2 devient dans ce cas :

La charge est enclenchée à l'instant  $t = t_0 = 0$ , la condition initiale  $i(t = t_0) = 0$ . Les résultats numériques seront donnés pour une charge  $R = 100\Omega$ .

L'allure du courant simulé fourni par SPICE est représentée figure 3.7.

L'analyse théorique du circuit fournit la forme analytique du signal Eq. 3.10. Cette expression correspond au régime forcé, le régime libre n'existe pas pour ce type de charge.

$$i(t) = \frac{E\sqrt{2}}{R} \sin(\omega t) \quad (3.10)$$

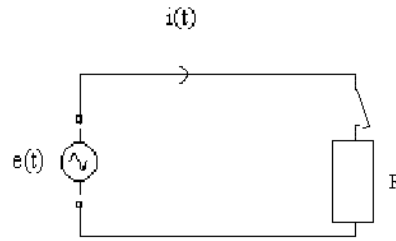
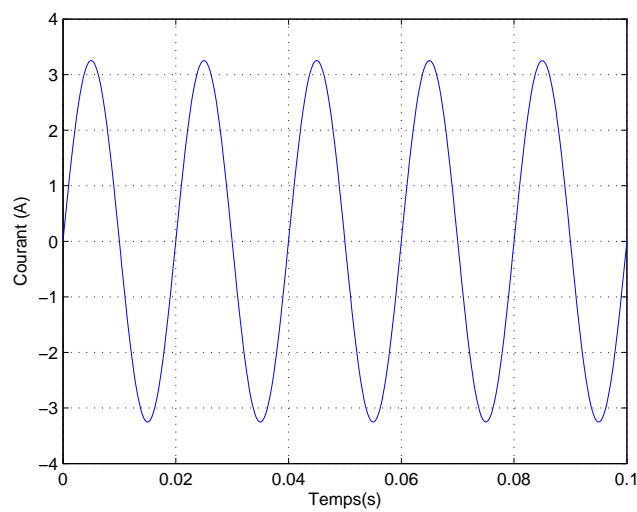


FIGURE 3.6 – Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'une charge résistive

FIGURE 3.7 – Courant simulé dans le cas d'une charge résistive  $R = 100\Omega$ 

Exprimé sur une base d'exponentielles complexes,  $i(t)$  s'écrit :

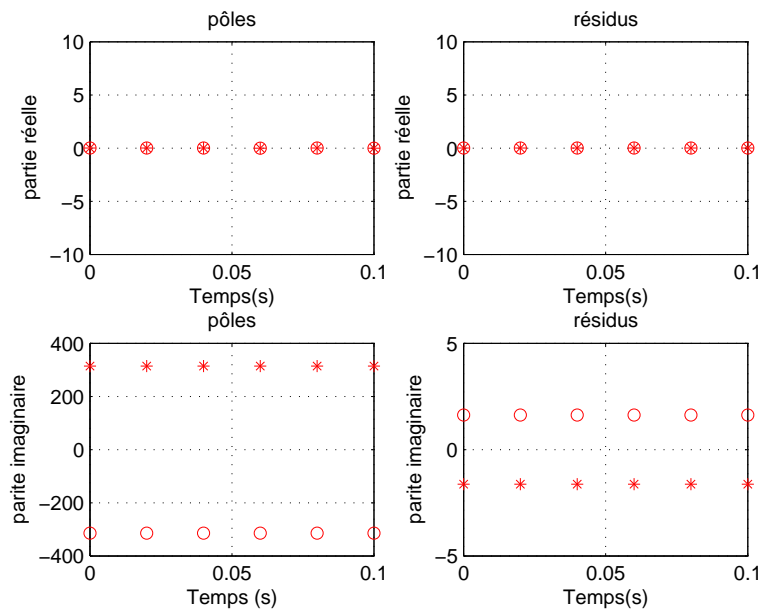
$$i(t) = \frac{E\sqrt{2}}{R} \cdot \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} \quad (3.11)$$

Cette expression révèle la présence de seulement deux pôles imaginaires purs conjugués  $j\omega$  et  $-j\omega$  liés au régime forcé et associés à deux valeurs de résidus également conjuguées. Le tableau 3.2 résume le résultat de cette décomposition en terme de pôles et résidus.

Le suivi temporel des pôles et résidus obtenus à l'issue du traitement par la méthode de Matrix Pencil sur des fenêtres d'analyse successives de  $20ms$  et débutant sur un passage par zéro de la tension est illustré figure 3.8. Les valeurs obtenues sont bien indépendantes de la fenêtre d'analyse. On retrouve les deux pôles imaginaires purs et conjugués imputés au régime forcé ainsi que leurs résidus imaginaires et opposés.

Une comparaison des valeurs numériques obtenues par les deux méthodes a permis de valider l'application de la méthode de Matrix Pencil et de garantir sa précision. Les valeurs théoriques obtenues sont

Indice $i$	Pôle $s_i = \alpha_i + j\beta_i$	Résidu $\mathcal{R}_i$
1	$0 + \omega j$	$0 + \frac{E\sqrt{2}}{2j}$
2	$0 - \omega j$	$0 - \frac{E\sqrt{2}}{2jR}$

TABLE 3.2 – Pôles et résidus théoriques dans le cas d'une charge résistive  $R$ FIGURE 3.8 – Suivi temporel des pôles et résidus pour une charge résistive  $R = 100\Omega$ 

données dans le tableau 3.3. Une comparaison entre les valeurs théoriques et celles données par Matrix Pencil a permis de valider ces résultats avec une grande précision.

Valeurs théoriques	
$s_i$	$\mathcal{R}_i$
$0 + 314,16j$	$0,0001 - 1,63j$
$0 - 314,16j$	$0,0001 + 1,63j$

TABLE 3.3 – Valeurs des pôles et résidus dans le cas d'une charge  $R = 100\Omega$

Ainsi une charge résistive  $R$  est caractérisée par uniquement deux pôles liés au régime forcé de valeur  $\pm j\omega$  associés à des résidus imaginaires purs de valeur  $\mp j \frac{E\sqrt{2}}{2R}$ .

### 3.3.2 Charge RL parallèle

Le schéma général du circuit électrique simulé figure 3.2 devient dans ce cas :

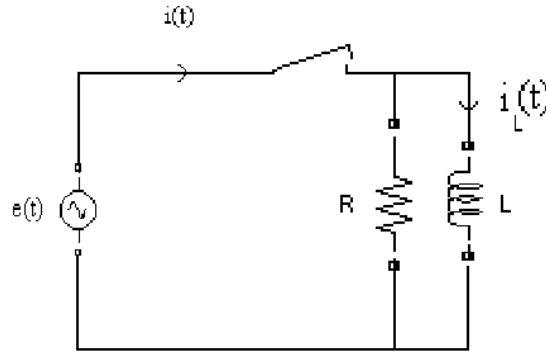


FIGURE 3.9 – Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'une charge RL parallèle

La charge est enclenchée à l'instant  $t = t_0 = 0$ . La condition initiale relative à la variable d'état, ici le courant dans l'inductance est  $i_L(t_0) = i_{L0}$ .

Les résultats numériques seront donnés pour une charge de valeurs  $R = 1\Omega$  et  $L = 10mH$ .

L'allure du courant obtenu par simulation est représentée figure 3.10.

L'analyse théorique du circuit (Annexe C) permet d'écrire le courant  $i(t)$  sous la forme suivante :

$$i(t) = i_{L0} + \frac{E\sqrt{2}}{R \cos(\phi)} \sin(\omega t - \phi) - \frac{E\sqrt{2}}{R \cos(\phi)} \sin(\omega t_0 - \phi) \quad (3.12)$$

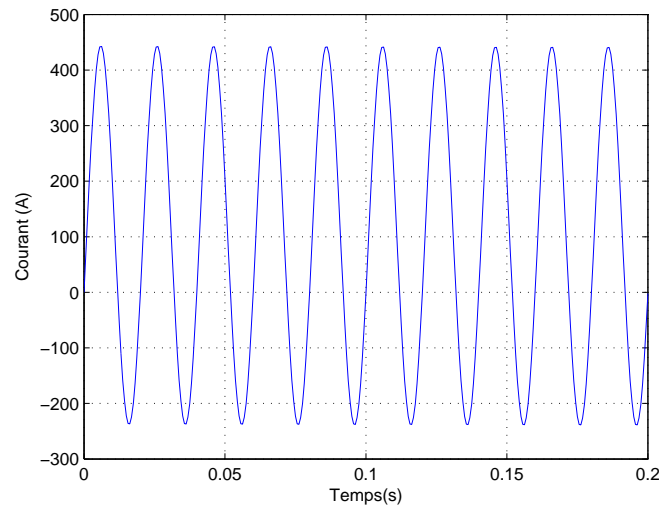
avec,

$$\tan(\phi) = \frac{R}{L\omega}$$

Exprimé sur une base d'exponentielles complexes,  $i(t)$  devient :

$$i(t) = i_{L0} - \frac{E\sqrt{2}}{R \cos(\phi)} \sin(\omega t_0 - \phi) + \frac{E\sqrt{2}}{R \cos(\phi)} \frac{(e^{j(\omega t - \phi)} - e^{-j(\omega t - \phi)})}{2j} \quad (3.13)$$

Cette expression révèle la présence de seulement deux pôles imaginaires purs conjugués  $j\omega$  et  $-j\omega$  liés au régime forcé et associés à deux valeurs de résidus également conjuguées. Cette charge ne génère pas de régime libre, en effet on constate l'absence de pôle à partie réelle négative traduisant la décroissance exponentielle liée à ce régime. En revanche, on observe une composante continue qui se manifestera par

FIGURE 3.10 – Courant simulé dans le cas d'une charge  $RL$  parallèle  $R = 1\Omega$  et  $L = 10mH$ 

un pôle nul associé à une valeur de résidu réelle non nulle.

Le tableau 3.4 donne le résultat de cette décomposition théorique.

Indice $i$	Pôle $s_i = \alpha_i + j\beta_i$	Résidu $\mathcal{R}_i$
1	$0 + \omega j$	$\frac{E\sqrt{2}}{2jR \cos(\phi)} e^{-j\phi}$
2	$0 - \omega j$	$-\frac{E\sqrt{2}}{2jR \cos(\phi)} e^{j\phi}$
3	0	$i_{L0} - \frac{E\sqrt{2}}{R \cos(\phi)} \sin(\omega t_0 - \phi)$

TABLE 3.4 – pôles et résidus théoriques dans le cas d'une charge  $RL$  parallèle

Le suivi temporel des pôles et résidus obtenus par la méthode de Matrix Pencil sur des fenêtres d'analyse successives de  $20ms$  et débutant sur un passage à zéro de la tension est donné figure 3.11. Les valeurs obtenues sont bien indépendantes de la fenêtre d'analyse. Les valeurs des couples pôle-résidu correspondent à celles données dans le tableau 3.4. " \* " et " o " représentent les pôles du régime forcé



respectivement  $50Hz$  et  $-50Hz$ , les résidus associés sont bien complexes conjugués. " \* " exprime la composante continue.

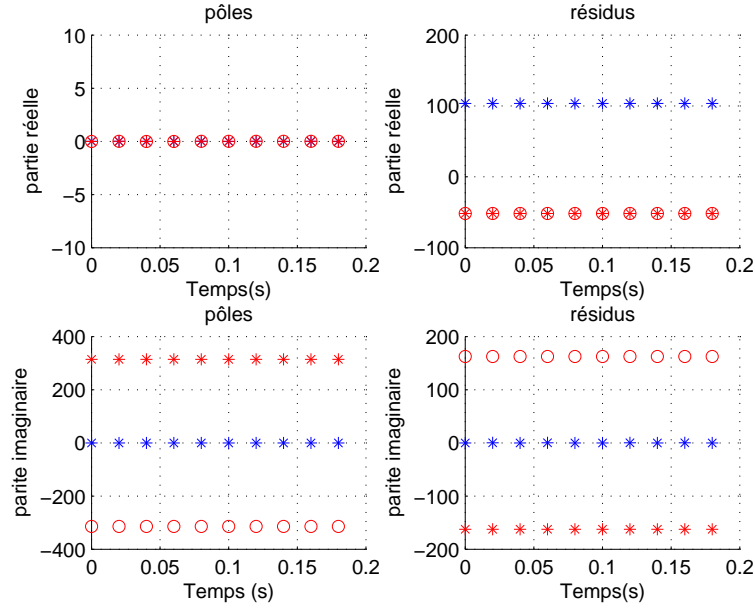


FIGURE 3.11 – Suivi temporel des pôles et résidus pour une charge  $RL$  parallèle  $R = 1\Omega$  et  $L = 10mH$

Les valeurs numériques obtenues par la méthode théorique sont données table 3.5. On a noté la très bonne adéquation avec une précision de l'ordre du centième entre les valeurs numériques obtenues par les deux méthodes théorique et numérique.

Valeurs théoriques	
$s_i$	$\mathcal{R}_i$
$0 + 314,16j$	$-51,77 - 162,63j$
$0 - 314,16j$	$-51,77 + 162,63j$
0	$103,54 + 0j$

TABLE 3.5 – Valeurs des pôles et résidus dans le cas d'une charge  $RL$  parallèle  $R = 1\Omega$  et  $L = 10mH$

Une charge  $RL$  parallèle peut donc être caractérisée par deux pôles liés au régime forcé de valeurs  $\pm j\omega$  associés à des résidus complexes conjugués de valeurs  $\pm \frac{E\sqrt{2}}{2jR \cos(\phi)} e^{\mp j\phi}$  et éventuellement par un pôle nul à valeur de résidu réel  $i_{L0} - \frac{E\sqrt{2}}{R \cos(\phi)} \sin(\omega t_0 - \phi)$  représentant une composante continue.

### 3.3.3 Charge RC série

Le schéma général du circuit électrique simulé figure 3.2 devient dans ce cas :

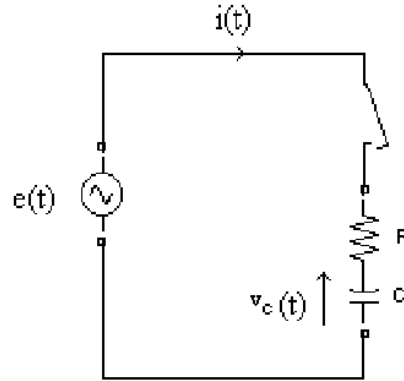


FIGURE 3.12 – Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'une charge RC série

La charge est enclenchée à l'instant  $t = t_0 = 0$ . La condition initiale relative à la variable d'état, ici la tension aux bornes du condensateur est  $v_C(t = t_0) = v_{C0}$ .

Les résultats numériques seront donnés pour une charge de valeurs  $R = 10\Omega$  et  $C = 1mF$ .

L'allure du courant obtenu par simulation est représentée figure 3.13.

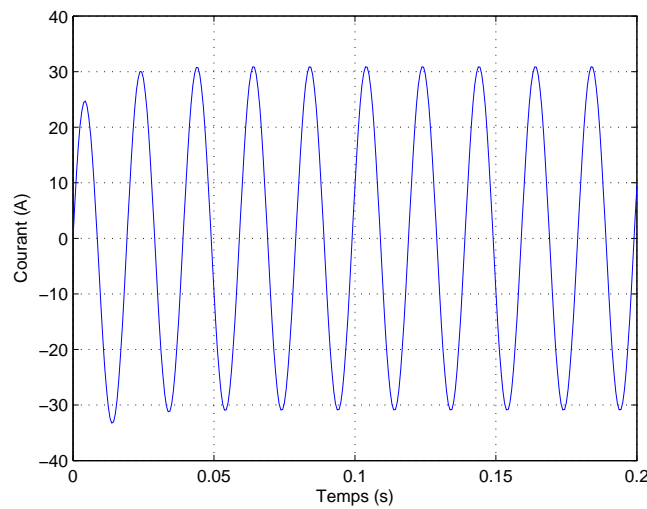


FIGURE 3.13 – Courant simulé dans le cas d'une charge RC série  $R = 10\Omega$  et  $C = 1mF$

L'analyse théorique du circuit (Annexe C) permet d'écrire le courant  $i(t)$  sous la forme suivante :

$$i(t) = -\frac{1}{R} \left( v_{C0} - E\sqrt{2} \sin(\phi) \cos(\omega t_0 - \phi) \right) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} + \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t - \phi) \quad (3.14)$$

avec,

$$\tan(\phi) = \frac{-1}{RC\omega} \quad \tau = RC$$

Exprimé sur une base d'exponentielles complexes,  $i(t)$  devient :

$$i(t) = -\frac{1}{R} \left( v_{C0} - E\sqrt{2} \sin(\phi) \cos(\omega t_0 - \phi) \right) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} + \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \frac{e^{j(\omega t - \phi)} - e^{-j(\omega t - \phi)}}{2j} \quad (3.15)$$

Comme dans les cas précédents, il apparaît dans cette expression les deux pôles imaginaires purs conjugués  $j\omega$  et  $-j\omega$  liés au régime forcé et associés à deux valeurs de résidus complexes conjuguées. On observe la présence d'un pôle supplémentaire réel négatif qui traduit le régime libre caractérisé par une décroissance exponentielle, associé à un résidu réel négatif. On retrouve bien ici la réponse d'une charge du premier ordre de constante de temps  $\tau = RC = 10ms$ .

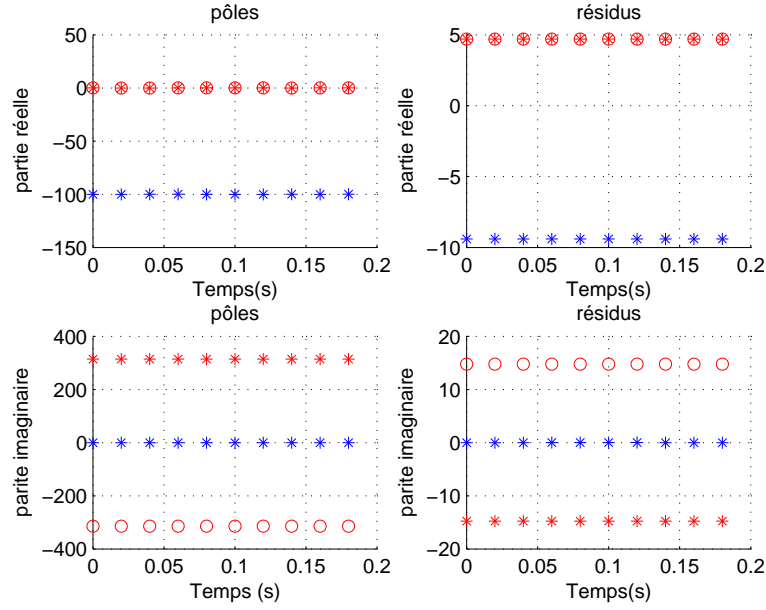
Le tableau 3.6 donne le résultat de cette décomposition théorique.

Indice $i$	Pôle $s_i = \alpha_i + j\beta_i$	Résidu $\mathcal{R}_i$
1	$0 + \omega j$	$\frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{-j\phi}$
2	$0 - \omega j$	$-\frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{+j\phi}$
3	$-\frac{1}{\tau} + 0j$	$-\frac{1}{R} (v_{C0} - E\sqrt{2} \sin(\phi) \cos(\omega t_0 - \phi))$

TABLE 3.6 – pôles et résidus théoriques dans le cas d'une charge RC série

Le résidu  $\mathcal{R}_3$  lié au régime libre sera divisé par  $e^{(s_3 t_k)}$  (voir Eq. 3.2) où  $s_3$  est la valeur du pôle correspondant.

Le suivi temporel des pôles et résidus obtenus par la méthode de Matrix Pencil sur dix fenêtres d'analyse successives est donné figure 3.14. Il décrit bien les trois couples pôle-résidu du tableau 3.6. " \* " et " o " représentent les pôles du régime forcé respectivement  $50Hz$  et  $-50Hz$ , les résidus associés sont bien complexes conjugués. " \* " exprime le régime libre.

FIGURE 3.14 – Suivi temporel des pôles et résidus pour une charge RC série  $R = 10\Omega$  et  $C = 1mF$ 

La confrontation des valeurs numériques obtenues avec les deux méthodes donne une bonne adéquation avec une précision de l'ordre du centième. Le tableau 3.7 présente les valeurs théoriques obtenues dans ce cas.

Valeurs théoriques	
$s_i$	$\mathcal{R}_i$
$0 + 314,16j$	$4,7 - 14,77j$
$0 - 314,16j$	$4,7 + 14,77j$
$-100 + 0j$	$-9,40 + 0j$

TABLE 3.7 – Valeurs des pôles et résidus dans le cas d'une charge RC série  $R = 10\Omega$  et  $C = 1mF$ 

Ainsi une charge RC série est caractérisée par trois couples pôle-résidu, deux pôles liés au régime forcé de valeurs  $\pm j\omega$  associés à des résidus complexes conjugués de valeurs  $\pm \frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{(\mp j\phi)}$  et un pôle réel négatif traduisant le régime libre et associé à un résidu réel négatif de valeur  $-\frac{1}{R} (v_{C0} - E\sqrt{2} \sin(\phi) \cos(\omega t_0 - \phi))$ .

### 3.3.4 Charge RL série

Le schéma général du circuit électrique simulé figure 3.2 devient dans ce cas :

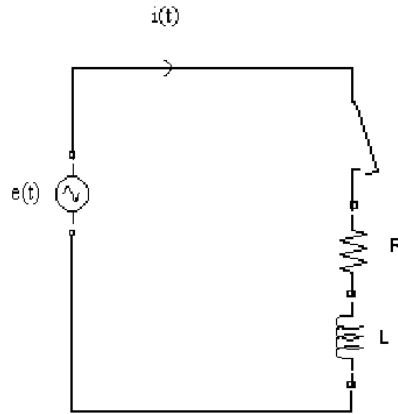


FIGURE 3.15 – Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'une charge RL série

La charge est enclenchée à l'instant  $t = t_0 = 0$ . La condition initiale relative à la variable d'état, ici le courant dans l'inductance est

$$i(t_0) = i_{L0}$$

.

Les résultats numériques seront donnés pour une charge de valeurs  $R = 1\Omega$  et  $L = 10mH$ .

L'allure du courant obtenu par simulation est représentée figure 3.16.

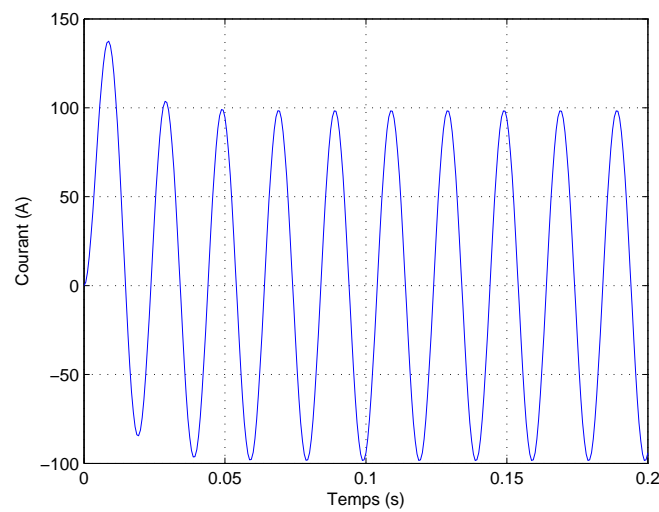


FIGURE 3.16 – Courant simulé dans le cas d'une charge RL série  $R = 1\Omega$  et  $L = 10mH$

L'analyse théorique du circuit (Annexe C) permet d'écrire le courant  $i_L(t)$  sous la forme suivante :

$$i_L(t) = \left( i_{L0} - \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t_0 - \phi) \right) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} + \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t - \phi) \quad (3.16)$$

avec,

$$\tan(\phi) = \frac{L\omega}{R} \quad \tau = \frac{L}{R}$$

Exprimé sur une base d'exponentielles complexes,  $i(t)$  devient :

$$i_L(t) = \left( i_{L0} - \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t_0 - \phi) \right) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} + \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \frac{e^{j(\omega t - \phi)} - e^{-j(\omega t - \phi)}}{2j} \quad (3.17)$$

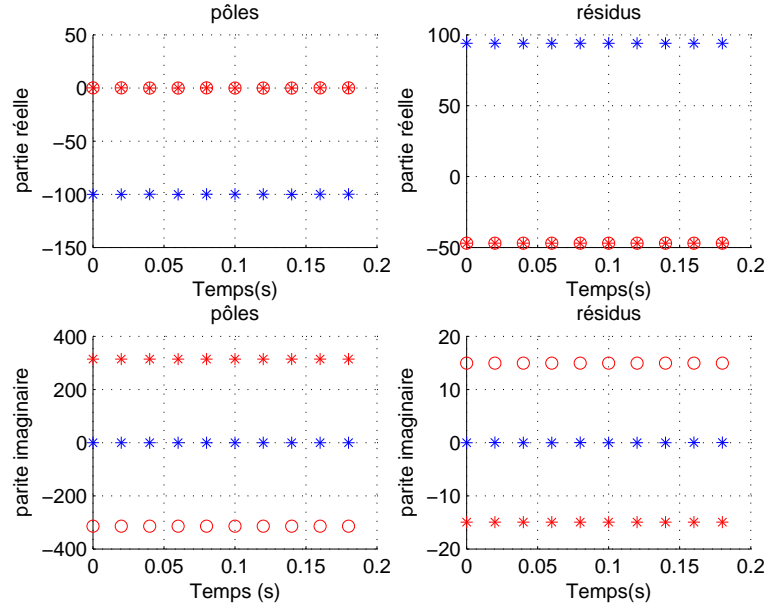
Comme dans les cas précédents, il apparaît dans cette expression les deux pôles imaginaires purs conjugués  $j\omega$  et  $-j\omega$  liés au régime forcé et associés à deux valeurs de résidus complexes conjuguées. On observe la présence d'un pôle supplémentaire réel négatif qui traduit le régime libre caractérisé par une décroissance exponentielle, associé à un résidu réel positif. On retrouve bien ici la réponse d'une charge du premier ordre de constante de temps  $\tau = \frac{L}{R} = 10ms$ .

Le tableau 3.8 donne le résultat de cette décomposition théorique.

Indice $i$	Pôle $s_i = \alpha_i + j\beta_i$	Résidu $\mathcal{R}_i$
1	$0 + \omega j$	$\frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{-j\phi}$
2	$0 - \omega j$	$-\frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{+j\phi}$
3	$-\frac{1}{\tau} + 0j$	$\left( i_{L0} - \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t_0 - \phi) \right)$

TABLE 3.8 – pôles et résidus théoriques dans le cas d'une charge RL série

Le suivi temporel des pôles et résidus obtenus par la méthode de Matrix Pencil sur dix fenêtres d'analyse successives est donné figure 3.17. Il décrit bien les trois couples pôle-résidu du tableau 3.8. " \* " et " o " représentent les pôles du régime forcé respectivement  $50Hz$  et  $-50Hz$ , les résidus associés sont bien complexes conjugués. " \* " exprime le régime libre.

FIGURE 3.17 – Suivi temporel des pôles et résidus pour une charge RL série  $R = 1\Omega$  et  $L = 10mH$ 

La confrontation des valeurs numériques obtenues avec les deux méthodes donne une très bonne adéquation. Le tableau 3.9 présente les valeurs numériques obtenues avec la méthode théorique.

Valeurs théoriques	
$s_i$	$\mathcal{R}_i$
$0 + 314,16j$	$-47 - 14,96j$
$0 - 314,16j$	$-47 + 14,96j$
$-100 + 0j$	$94,01 + 0j$

TABLE 3.9 – Valeurs des pôles et résidus dans le cas d'une charge RL série  $R = 1\Omega$  et  $L = 10mH$ 

Ainsi une charge RL série est caractérisée par trois couples pôle-résidu, deux pôles liés au régime forcé de valeurs  $\pm j\omega$  associés à des résidus complexes conjugués de valeurs  $\pm \frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{\mp j\phi}$  et un pôle réel négatif traduisant le régime libre et associé à un résidu réel positif de valeur  $\left( i_{L0} - \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t_0 - \phi) \right)$ .

### 3.3.5 Charge RLC série

Le schéma général du circuit électrique simulé figure 3.2 est donné figure 3.18.

La charge est enclenchée à l'instant  $t = t_0 = 0$ . Les deux conditions initiales relatives aux deux variables

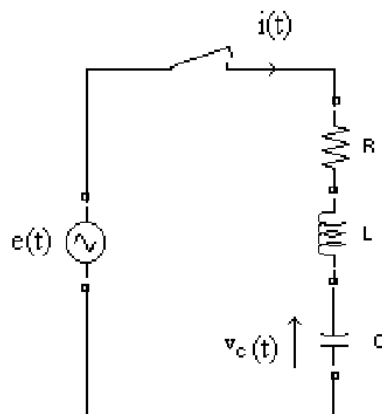
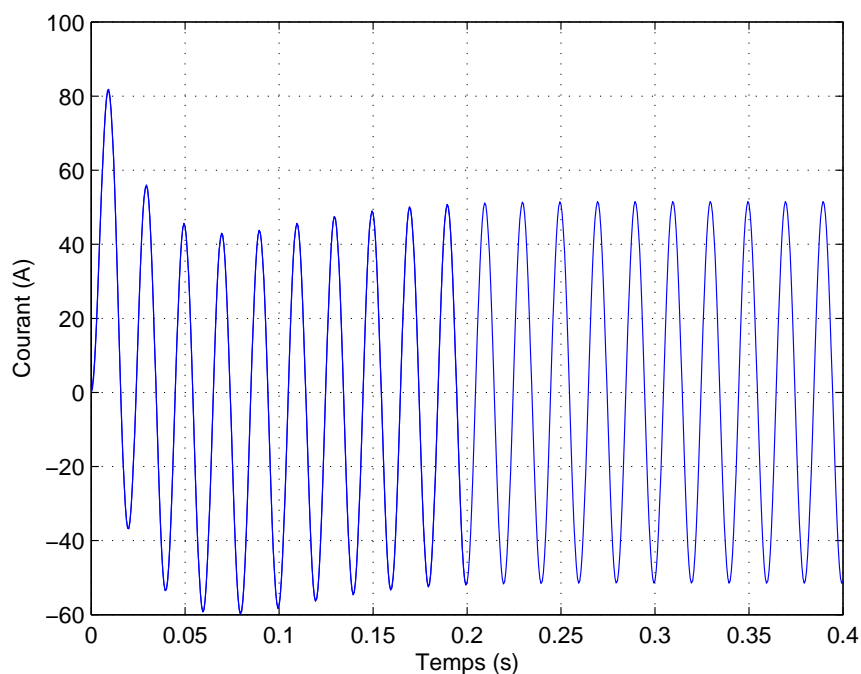


FIGURE 3.18 – Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'une charge RLC série

d'état sont :  $v_C(t = t_0) = v_{C0}$  et  $i_L(t_0) = i_{L0}$ .

Les résultats numériques seront donnés pour une charge caractérisée par les valeurs  $R = 1\Omega$ ,  $L = 20mH$  et  $C = 60mF$ .

L'allure du courant obtenu par simulation est représentée figure 3.19.

FIGURE 3.19 – Courant simulé dans le cas d'une charge RLC série  $R = 1\Omega$ ,  $L = 20mH$  et  $C = 60mF$ 

L'analyse théorique du circuit (annexe C) permet d'obtenir le courant  $i(t)$  sous la forme suivante :



$$i(t) = \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t - \phi) + Ae^{k_1\omega_0(t-t_0)} + Be^{k_2\omega_0(t-t_0)} \text{ si } \xi \neq 1 \quad (3.18)$$

avec,  $\tan(\phi) = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$   $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$

$A$ ,  $B$ ,  $k_1$  et  $k_2$  sont des variables interne aux calcul donné dans l'annexe C, on notera que  $k_1$  et  $k_2$  sont des valeurs complexes.

Exprimé sur une base d'exponentielles complexes,  $i(t)$  devient :

$$i(t) = \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \frac{e^{j(\omega t - \phi)} - e^{-j(\omega t - \phi)}}{2j} + Ae^{k_1\omega_0(t-t_0)} + Be^{k_2\omega_0(t-t_0)} \quad (3.19)$$

Comme dans les cas précédents, il apparaît dans cette expression les deux pôles imaginaires purs conjugués  $+j\omega$  et  $-j\omega$  liés au régime forcé et associés à deux valeurs de résidus complexes conjuguées. S'y ajoutent deux pôles supplémentaires complexes conjugués qui traduisent le régime libre, associés à deux valeurs de résidu également complexes conjuguées. On retrouve bien ici la réponse oscillatoire d'une charge du deuxième ordre caractéristique coefficient d'amortissement et sa pulsation propre.

Le tableau 3.10 donne le résultat de cette décomposition en termes de pôles et résidus.

Indice $i$	Pôle $s_i = \alpha_i + j\beta_i$	Résidu $\mathcal{R}_i$
1	$0 + \omega j$	$\frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{-j\phi}$
2	$0 - \omega j$	$-\frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{j\phi}$
3	$k_1\omega_0$	$Ae^{(-k_1\omega_0 t_0)}$
4	$k_2\omega_0$	$Be^{(-k_2\omega_0 t_0)}$

TABLE 3.10 – pôles et résidus théoriques dans le cas d'une charge RLC série

Le suivi temporel des pôles et résidus obtenus par la méthode de Matrix Pencil sur vingt fenêtres d'analyse successives est donné figure 3.20. Il décrit bien les quatre couples pôle-résidu du tableau 3.10. " \*

" et "  $\circ$  " représentent les pôles du régime forcé respectivement  $50Hz$  et  $-50Hz$ , les résidus associés sont bien complexes conjugués. "  $*$  " et "  $\circ$  " expriment les pôles et résidus complexes conjugués liés au régime libre.

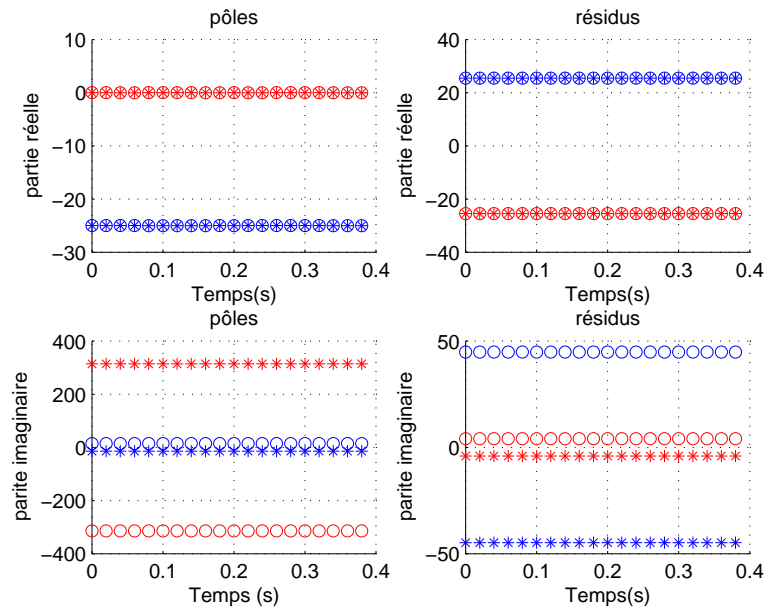


FIGURE 3.20 – Suivi temporel des pôles et résidus pour une charge RLC série  $R = 1\Omega$ ,  $L = 20mH$  et  $C = 60mF$

La confrontation des valeurs numériques obtenues avec les deux méthodes donne une très bonne adéquation avec une précision en  $10^{-4}$ . Le tableau 3.11 donne les valeurs obtenues par la méthode théorique.

Valeurs théoriques	
$s_i$	$\mathcal{R}_i$
$0 + 314,16j$	$-25,45 - 4,08j$
$0 - 314,16j$	$-25,45 + 4,08j$
$-25 - 14,43j$	$25,45 - 44,83j$
$-25 + 14,43j$	$25,45 + 44,83j$

TABLE 3.11 – Valeurs des pôles et résidus dans le cas d'une charge RLC série  $R = 1\Omega$ ,  $L = 20mH$  et  $C = 60mF$

Ainsi une charge RLC série est caractérisée par quatre couples pôle-résidu, deux pôles liés au régime forcé de valeurs  $\pm j\omega$  associés à des résidus complexes conjugués de valeurs  $\pm \frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{\mp j\phi}$  et

deux pôles complexes conjugués de valeurs  $k_{1,2}\omega_0$  traduisant le régime libre et associés à deux résidus complexes conjugués de valeurs  $Ae^{(k_1\omega_0)}$  et  $Be^{(k_2\omega_0)}$ .

### 3.4 Mise en parallèle des charges élémentaires

On considère ici une charge linéaire (figure 3.2) plus complexe constituée de différentes charges élémentaires en parallèle pouvant être enclenchées ou déclenchées de façon indépendante. L'objectif est de montrer comment, en analysant le courant  $i(t)$  à l'entrée du circuit à l'aide de la méthode de Matrix Pencil, on peut reconnaître chacune des charges élémentaires enclenchées.

Au paragraphe précédent, l'examen du courant absorbé par chaque charge élémentaire a permis de caractériser chacune d'elle par un ensemble de couples pôle-résidu. Le tableau 3.12 récapitule les résultats obtenus pour chacune des charges.

Charge élémentaire		$R$	$RL$ série
régime forcé	nombre	2	2
	pôle	$\pm j\omega$	$\pm j\omega$
	Résidu	$\pm \frac{E\sqrt{2}}{2jR}$	$\pm \frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{\mp j\phi}$
régime libre	nombre	0	1
	pôle		$-\frac{1}{\tau}$
	résidu		$\left( i_{L0} - \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t_0 - \phi) \right)$
Charge élémentaire		$RC$ série	$RLC$ série avec $\xi \neq 1$
régime forcé	nombre	2	2
	pôle	$\pm j\omega$	$\pm j\omega$
	Résidu	$\pm \frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{\mp j\phi}$	$\pm \frac{E\sqrt{2}}{2jR} \cos(\phi) e^{\mp j\phi}$
régime libre	nombre	1	2
	pôle	$-\frac{1}{\tau}$	$k_1\omega_0, k_2\omega_0$
	résidu	$-\frac{1}{R} (v_{C0} - E\sqrt{2} \sin(\phi) \cos(\omega t_0 - \phi))$	$Ae^{(-k_1\omega_0 t_0)}$ $Be^{-(k_2\omega_0 t_0)}$

TABLE 3.12 – Paramètres de comparaison entre les charges élémentaires

Lorsque plusieurs charges en parallèle sont enclenchées, le courant total absorbé est égal à la somme des courants absorbés par chacune des charges. Ce courant total est donc défini par la somme instantanée des courants absorbés par les charges enclenchées.

L'étude théorique relative à une charge linéaire  $Z$  développée dans 3.3 peut s'élargir à la mise en parallèle de  $N_c$  charges linéaires distinctes, chacune consommant un courant  $i_i$  présentant  $n_i$  pôles libres  $(s_{l,i})_{1 \leq l \leq n_i}^{1 \leq i \leq N_c}$  et  $2(H+1)$  pôles forcés  $(\pm jh\omega)_{1 \leq h \leq H+1}$ .

Les résidus correspondants se déduisent de la forme générique (Eq.3.9).  $(\mathcal{R}_{l,i})_{1 \leq l \leq n_i}^{1 \leq i \leq N_c}$  sont les résidus des régimes libres et  $\left( \frac{\pm E_h \sqrt{2}}{2j} \sum_{i=1}^{N_c} \frac{e^{\mp j\phi_{h,i}}}{|Z_{h,i}|} \right)_{1 \leq h \leq H+1}$  sont les résidus du régime forcé.

Ainsi, pour le régime forcé, les pôles étant identiques pour toutes les charges, le résidu total ne sera autre que la somme algébrique des résidus caractéristiques de chacune des charges élémentaires. Par contre, les pôles liés au régime libre sont différents pour chacune des charges, par conséquent, les résidus associés ne s'ajouteront pas, ils apparaîtront de façon distincte.

Les deux configurations étudiées ici sont respectivement les enclenchements simultanés de différents types de charges et les enclenchements séquentiels.

### 3.4.1 Enclenchements simultanés

Le terme simultané exprime ici tout intervalle de temps inférieur à la période d'échantillonnage. Pour les méthodes NIALM examinées au chapitre 1, l'enclenchement simultané de plusieurs charges représente un obstacle à l'identification. On se propose ici de montrer la capacité de la méthode de Matrix Pencil à identifier plusieurs charges ayant été enclenchées simultanément.

#### 3.4.1.1 Enclenchements simultanés de charges de même type

L'exemple étudié est illustré par le circuit électrique de la figure 3.21.

Les deux charges sont de type  $RC$  série. Les charges sont enclenchées à l'instant  $t = t_0 = 0$ . Les conditions initiales sont données par :  $v_{c1}(t = t_0) = v_{10}$  et  $v_{c2}(t = t_0) = v_{20}$ .

Les résultats numériques seront donnés pour deux charges de constantes de temps  $\tau_1 = R_1 C_1 = 10 \times 10^{-3} = 10ms$  et  $\tau_2 = R_2 C_2 = 10 \times 5 \cdot 10^{-3} = 50ms$ .

L'allure du courant  $i(t)$  à l'entrée, obtenu par simulation est représentée figure 3.22.

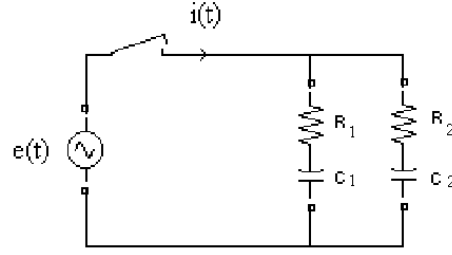


FIGURE 3.21 – Schéma électrique du circuit simulé dans le cas de deux charges  $RC$  série mises en parallèle et enclenchées simultanément

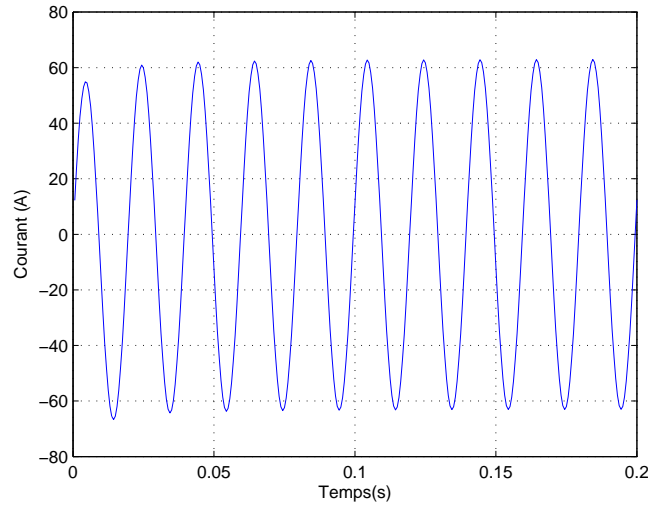


FIGURE 3.22 – Courant simulé dans le cas de deux charges  $RC$  série enclenchées simultanément  $\tau_1 = R_1 C_1 = 10 \times 10^{-3} = 10ms$  et  $\tau_2 = R_2 C_2 = 10 \times 5 \cdot 10^{-3} = 50ms$

Le suivi temporel des pôles et résidus normalisés obtenus par la méthode de Matrix Pencil sur dix fenêtres d'analyse successives est donné figure 3.23. Le traitement fournit quatre couples pôle-résidu. Deux " \* " et "  $\circ$  " représentent les pôles du régime forcé respectivement  $50Hz$  et  $-50Hz$ , les résidus associés sont bien complexes conjugués. Les deux autres " \* " et "  $\square$  " expriment le régime libre, ils caractérisent chacun une charge du premier ordre définie par un pôle réel négatif. En conséquence, on peut affirmer que deux charges du premier ordre ont été enclenchées entre les instants  $t = 0$  et  $t = 20ms$ .

La deuxième étape consiste à reconnaître la nature  $RC$  série ou  $RL$  série des charges. Pour ce faire, on calcule, à partir des résidus liés au régime forcé, la valeur de  $\phi$ . Celle-ci est liée à l'argument du résidu  $\mathcal{R}_1$  par  $\phi = -\frac{\pi}{2} - \arg(R_1)$ .

Le signe de  $\phi$  permet de définir si la charge est plutôt inductive ou plutôt capacitive.

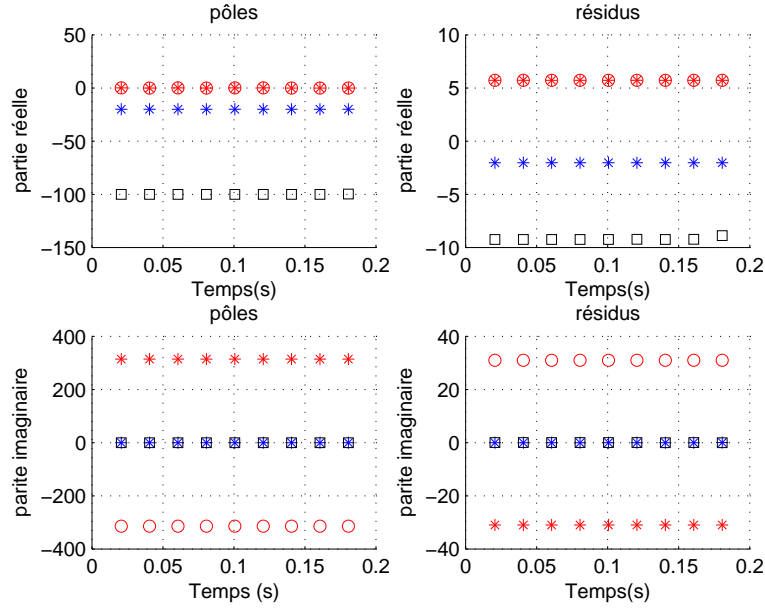


FIGURE 3.23 – Suivi temporel des pôles et résidus pour deux charges  $RC$  série enclenchées simultanément  $\tau_1 = R_1 C_1 = 10 \times 10^{-3} = 10ms$  et  $\tau_2 = R_2 C_2 = 10 \times 5 \cdot 10^{-3} = 50ms$

Dans le cas d'une charge  $RL$  série,  $\phi$  est positif.

Dans le cas d'une charge  $RC$  série,  $\phi$  est négatif.

Dans ce cas  $\phi = -\frac{\pi}{2} - \arg(5.7139 - 30.9685j) = -0.1825rd$ . D'où les deux charges sont de type  $RC$  avec respectivement des constantes de temps de  $\frac{1}{100} = 10ms$  et  $\frac{1}{20} = 50ms$ .

### 3.4.1.2 Enclenchements simultanés de charges de types différents

Pour tester ce cas de figure on considère une charge  $RC$  série en parallèle avec une charge  $RLC$  série.

Le circuit électrique simulé est donné figure 3.24

Les charges sont enclenchées à l'instant  $t = t_0 = 0$ . Les conditions initiales sont données par  $v_{c1}(t = t_0) = v_{10}$ ,  $i_{L2}(t = t_0) = i_{20}$ ,  $v_{c2}(t = t_0) = v_{20}$ . Les résultats numériques seront donnés pour deux charges de valeurs  $R_1 = 10 \Omega$ ,  $C_1 = 50 mF$  et  $R_2 = 1 \Omega$ ,  $C_2 = 30 mF$ ,  $L_2 = 1 mH$ .

L'allure du courant  $i(t)$  à l'entrée, obtenu par simulation est représentée figure 3.25.

Le suivi temporel des pôles et résidus normalisés obtenus par la méthode de Matrix Pencil sur dix fenêtres d'analyse successives est donné figure 3.26.

Le traitement fournit cinq couples pôle-résidu. Deux " \* " et " o " représentent les pôles du régime forcé respectivement  $50Hz$  et  $-50Hz$ , les résidus associés sont bien complexes conjugués. Les trois autres "

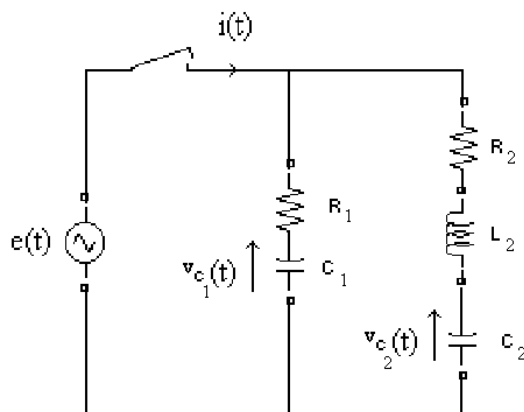


FIGURE 3.24 – Schéma électrique du circuit simulé dans le cas de l'enclenchement simultané d'une charge  $R_1C_1$  série mise en parallèle avec une charge  $R_2L_2C_2$  série

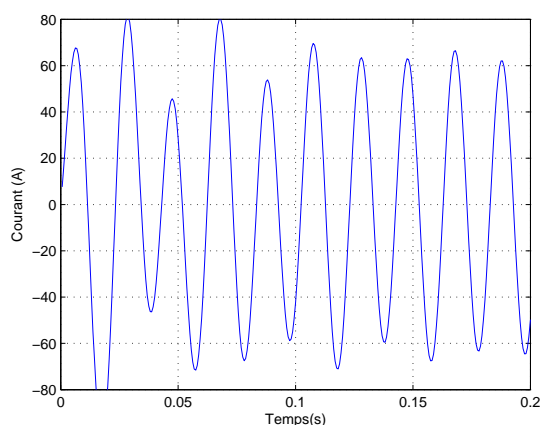


FIGURE 3.25 – Courant simulé dans le cas l'enclenchement simultané d'une charge  $R_1C_1$  série mise en parallèle avec une charge  $R_2L_2C_2$  série  $R_1 = 10 \Omega$ ,  $C_1 = 50 \text{ mF}$  et  $R_2 = 1 \Omega$ ,  $C_2 = 30 \text{ mF}$ ,  $L_2 = 1 \text{ mH}$

"\*", "o" et "□" expriment le régime libre. Les deux premier pôles complexes conjugués "\*", "o" caractérisent une charge du deuxième ordre. Le troisième couple "□" caractérise une charge du premier ordre définie par un pôle réel négatif. On peut donc affirmer qu'entre les instants  $t = 0$  et  $t = 20 \text{ ms}$  une charge du premier ordre et une du deuxième ordre ont été enclenchées.

Pour le régime forcé, les pôles sont invariants tandis que les résidus se rajoutent algébriquement.

Pour le régime libre, les pôles et les résidus se regroupent.

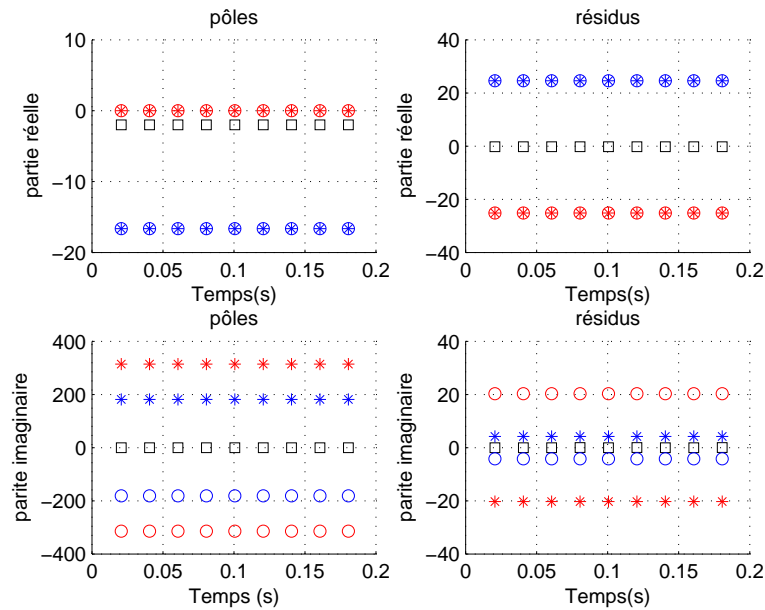


FIGURE 3.26 – Suivi temporel des pôles et résidus normalisés dans le cas l'enclenchement simultané d'une charge  $R_1C_1$  série mise en parallèle avec une charge  $R_2L_2C_2$  série  $R_1 = 10 \Omega$ ,  $C_1 = 50 \text{ mF}$  et  $R_2 = 1 \Omega$ ,  $C_2 = 30 \text{ mF}$ ,  $L_2 = 1 \text{ mH}$

### 3.4.2 Enclenchements séquentiels

Dans cette partie, plusieurs charges élémentaires mises en parallèle sont enclenchées à des instants différents. Outre la phase de reconnaissance des différentes charges, une difficulté supplémentaire apparaît dans ce cas, identifier les instants auxquels sont enclenchées les différentes charges. Cette détection des instants de changement d'état peut être réalisée de différentes manières (paragraphe 3.2.3.1).

La première technique consiste à utiliser la méthode des ondelettes pour détecter les instants de changement d'état puis à appliquer la méthode de Matrix Pencil à partir de ces instants.

La deuxième consiste à appliquer systématiquement la méthode de Matrix Pencil sur des fenêtres d'analyse successives.

A l'issue de chaque traitement, la méthode fournit un ensemble de couples pôle-résidu ainsi qu'un ensemble de valeurs singulières non directement exploitées jusqu'alors. Cette deuxième technique utilise les variations du nombre de pôles ou des valeurs des résidus ou des valeurs singulières pour détecter un changement d'état.

Une modification des valeurs singulières traduit de façon synchrone une transition dans le signal traité. Pour un état stationnaire, c'est-à-dire en l'absence de commutation de charges, ces valeurs singulières sont constantes. De plus, de manière indirecte, les pôles et résidus sont liés aux valeurs singulières.

L'exemple étudié est illustré par le circuit électrique de la figure 3.27.



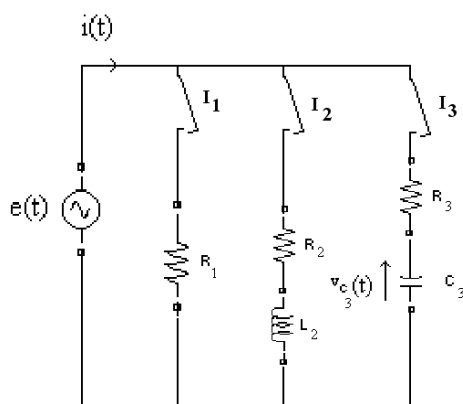


FIGURE 3.27 – Schéma électrique du circuit simulé dans le cas d'enclenchements séquentiels de trois charges mises en parallèle

Les trois charges sont enclenchées respectivement aux instants  $t_1 = 0,1s$ ,  $t_2 = 0,27s$  et  $t_3 = 0,41s$ . Les conditions initiales sont données par  $i_{L2}(t = t_2) = 0$ ,  $v_{c3}(t = t_3) = 0$ . Les résultats numériques seront donnés pour des valeurs de charges  $R_1 = 10\Omega$ ,  $R_2 = 1\Omega$ ,  $L_2 = 20mH$  et  $R_3 = 1\Omega$ ,  $C_3 = 100mF$ .

L'allure du courant  $i(t)$  à l'entrée, obtenu par simulation est représentée figure 3.28.

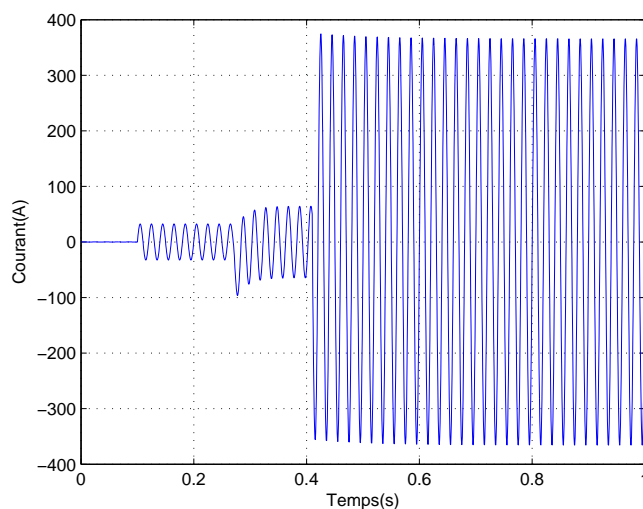


FIGURE 3.28 – Allure du courant simulé dans le cas d'enclenchements séquentiels de trois charges  $R_1 = 10\Omega$  enclenchée à  $t_1 = 0,1s$ ,  $R_2 = 1\Omega$ ,  $L_2 = 20mH$  enclenchée à  $t_2 = 0,27s$  et  $R_3 = 1\Omega$ ,  $C_3 = 100mF$  enclenchée à  $t_3 = 0,41s$

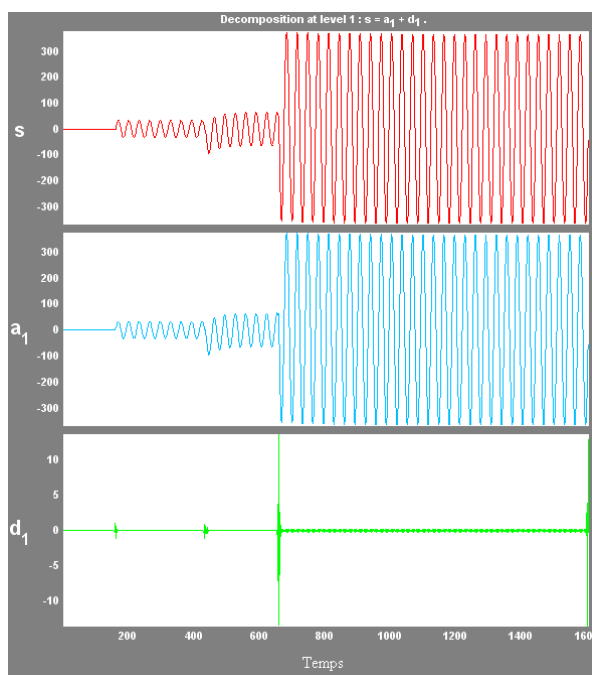


FIGURE 3.29 – Décomposition en Ondelettes db4 niveau 1 du courant d'entrée

La méthode des ondelettes appliquée au signal  $i(t)$  permet de détecter les trois instants de changement d'état  $t_1$ ,  $t_2$  et  $t_3$ . La figure 3.29 illustre ce résultat. Elle présente la décomposition du courant noté ici  $s$  au niveau 1 à l'aide d'une ondelette mère de type  $db4$ . Les trois instants  $t_1$ ,  $t_2$  et  $t_3$  apparaissent nettement dans le signal  $d1$ .

On applique dans un deuxième temps la méthode de Matrix Pencil sur les fenêtres successives de  $20ms$  utilisées jusqu'ici. La figure 3.30 montre le suivi temporel des valeurs singulières obtenues après chaque traitement. L'évolution temporelle des valeurs singulières fait clairement ressortir trois discontinuités et ce, précisément aux instants de changement d'état  $t_1$ ,  $t_2$  et  $t_3$ . Ceci prouve la capacité de la méthode de Matrix Pencil à détecter les instants de changement d'état en utilisant le résultat intermédiaire des valeurs singulières.

La phase d'identification consiste ensuite à analyser les variations des valeurs des pôles et résidus aux instants de changement d'état. Le suivi temporel des pôles et résidus normalisés obtenus par la méthode de Matrix Pencil appliquée sur des fenêtres d'analyse successives de  $20ms$  et débutant au premier changement d'état est donné figure 3.31.

La première variation est affichée à l'instant 0, 1s, ce qui correspond au résultat du traitement de la fenêtre comprise entre 0, 1s et 0, 12s. On note les variations des pôles et résidus suivantes :

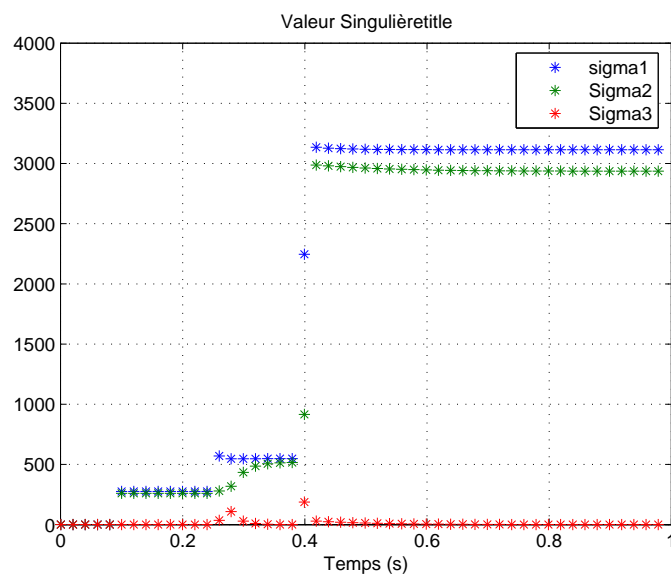


FIGURE 3.30 – Suivi temporel des valeurs singulières

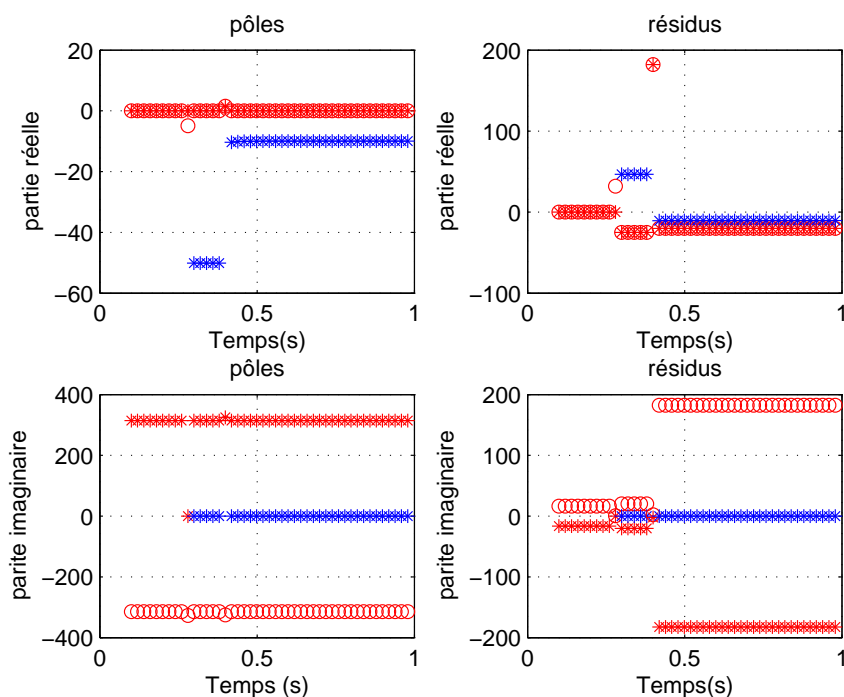


FIGURE 3.31 – Suivi temporel des pôles et résidus normalisés dans le cas d'enclenchements séquentiels de trois charges  $R_1 = 10\Omega$  enclenchée à  $t_1 = 0,1s$ ,  $R_2 = 1\Omega$   $L_2 = 20mH$  enclenchée à  $t_2 = 0,27s$  et  $R_3 = 1\Omega$   $C_3 = 100mF$  enclenchée à  $t_3 = 0,41s$

- $s_{1,2} : 0 \pm 314,15 j$
- $\Delta \mathcal{R}_{1,2} : 0 \mp 16,26 j$

Ces variations sont caractéristiques d'une charge résistive dont la valeur peut être calculée à partir des expressions données dans le tableau 3.2.

$$R_1 = -j \frac{E\sqrt{2}}{2 \mathcal{R}_1} = -j \frac{230\sqrt{2}}{2(0 - 16,26j)} = 10\Omega.$$

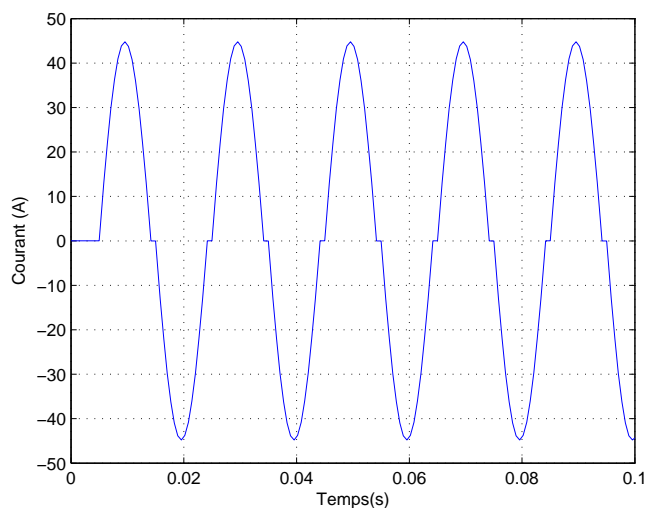
La deuxième variation apparaît à l'instant  $0,27s$ , ce qui correspond au résultat du traitement de la fenêtre comprise entre  $0,26s$  et  $0,28s$ . On note ici la discontinuité dans cette fenêtre ainsi que l'apparition d'un nouveau couple pôle-résidu " \* "  $s_3 = -50,10 + 0j$  et  $\mathcal{R}_3 = +46,7 + 0j$  qui correspond au régime libre d'une charge du premier ordre dans la fenêtre suivante. En ce qui concerne les pôles liés au régime forcé  $s_1$  et  $s_2$  toujours présents, seuls leurs résidus associés varient  $\Delta \mathcal{R}_{1,2} = -25,16 \mp 4,03$ . Le type de la nouvelle charge enclenchée peut être déterminé à l'aide des valeurs de  $s_3$  et  $\mathcal{R}_3$  de signe positif comme décrit dans le paragraphe 3.4.1. Le résultat final donne un charge  $RL$ .

La troisième variation apparaît à l'instant  $0,41s$ , ce qui correspond au résultat du traitement de la fenêtre comprise entre  $0,40s$  et  $0,42s$ . On note ici la discontinuité dans cette fenêtre ainsi que l'apparition d'un nouveau couple pôle-résidu " \* "  $s_3 = -10,63 + 0j$  et  $\mathcal{R}_3 = -10,5 + 0j$  qui correspond au régime libre d'une charge du premier ordre. En ce qui concerne les pôles liés au régime forcé  $s_1$  et  $s_2$  toujours présents, seuls leurs résidus associés varient  $\Delta \mathcal{R}_{1,2} = +5 \mp 162,14j$ . Le type de la nouvelle charge enclenchée peut être déterminé à l'aide des valeurs de  $s_3$  et  $\mathcal{R}_3$  de signe négatif comme décrit dans le paragraphe 3.4.1. Le résultat final donne un charge  $RC$ .

### 3.5 Cas des charges non linéaires

La plupart des dispositifs de l'électronique de puissance se comportent comme des charges non linéaires. Par exemple, une lampe halogène alimentée directement est une charge linéaire alors que cette même lampe alimentée à travers un gradateur devient une charge non linéaire. Depuis quelques années, on assiste à une forte augmentation des charges non linéaires connectées au réseau électrique telles ordinateurs, télécopieurs, lampes à décharge, fours à arc, chargeurs de batterie, onduleurs alimentations électroniques, etc ...

Ces charges non linéaires consomment de la puissance active ou réactive. Elles peuvent être traversées par des courants importants déformés qui ne sont pas purement sinusoïdaux et dont une illustration est donnée figure 3.32. Ce courant représente un gradateur sur une charge de type  $RL$ .

FIGURE 3.32 – *Courant simulé fourni à une charge non linéaire*

Ces courants résultent de la superposition d'un courant fondamental à la fréquence de l'alimentation électrique et de différents courants harmoniques dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale. Les différents harmoniques se différencient par leur rang de type pair ou impair. En raison de leur symétrie, les harmoniques de rang pair s'annulent fréquemment, ils n'existent qu'en présence d'une composante continue et sont donc très souvent négligeables en milieu industriel. Au contraire les harmoniques de rang impair sont régulièrement rencontrés sur le réseau électrique.

Habituellement, la représentation spectrale des harmoniques utilise la décomposition du signal en série de Fourier. Dans notre cas, la présence de ces harmoniques sera révélée par l'apparition de nouveaux pôles, multiples de la fréquence fondamentale et associés à des valeurs de résidus plus faibles. Toutefois, on a montré au paragraphe 3.2.3.3 que le nombre de points d'échantillonnage par fenêtre d'analyse était directement proportionnel au nombre de couples pôle-résidu souhaité, ainsi une augmentation du nombre de ces couples conduira à une augmentation du nombre de points. Un compromis sera donc à prendre permettant d'identifier les fréquences harmoniques utiles représentatives du signal avec un nombre de points limités.

L'analyse d'un courant non linéaire par la méthode de Matrix Pencil peut être réalisée de différentes manières. Une première approche consiste à éliminer les parties nulles du signal afin de se rapprocher au mieux du traitement d'une charge linéaire. Une deuxième approche [46] consiste quant à elle à traiter le courant dans sa globalité.

L'exemple étudié est celui d'une charge non linéaire [47] définie par les pourcentages harmoniques suivants dans le tableau 3.13.

$I_1$	$I_5$	$I_7$	$I_{11}$	$I_{13}$
100%	18,9%	11%	5,9%	4,8%

TABLE 3.13 – *pourcentage des harmoniques de courant*

Le circuit électrique correspond au schéma général (figure 3.2). L'allure du courant obtenu par simulation, pour une fréquence d'échantillonnage de  $1600Hz$ , est représentée figure 3.33.

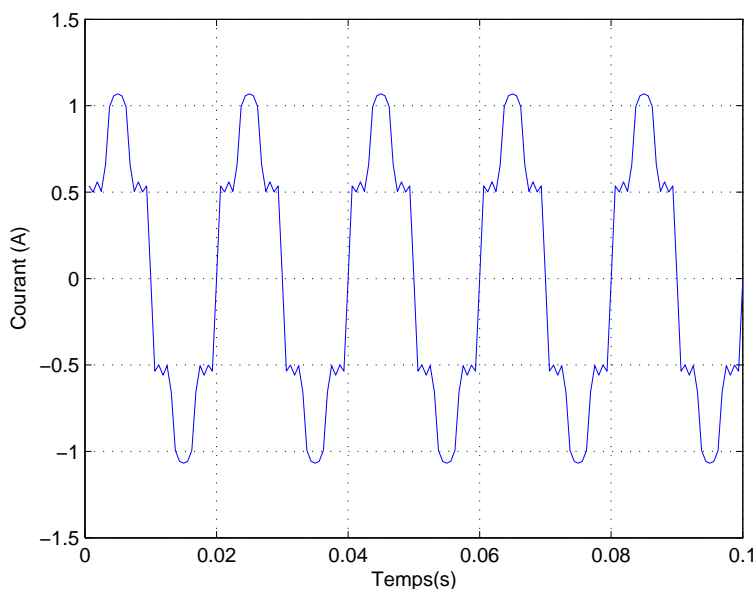


FIGURE 3.33 – *Courant simulé dans le cas de la charge non linéaire définie par le tableau 3.13*

Le suivi temporel des pôles et résidus normalisés obtenus par la méthode de Matrix Pencil sur cinq fenêtres d'analyse successives de  $20ms$  (32 points par fenêtre) est donné figure 3.34. Pour une question de lisibilité seuls les pôles positifs sans les conjugués sont présentés et la valeur des pôles a été divisée par  $2\pi$  de façon à faire apparaître les valeurs des fréquences plutôt que celles des pulsations.

Les valeurs exactes fournies par le traitement d'une fenêtre sont résumées dans le tableau 3.14.

On observe clairement les cinq pôles imaginaires purs et leurs cinq conjugués correspondant à la fréquence fondamentale  $50Hz$  et aux différents harmoniques  $250Hz$ ,  $350Hz$ ,  $550Hz$  et  $650Hz$  donnés par le tableau 3.14. Les résidus associés vérifient bien les pourcentages définis par le tableau 3.13.

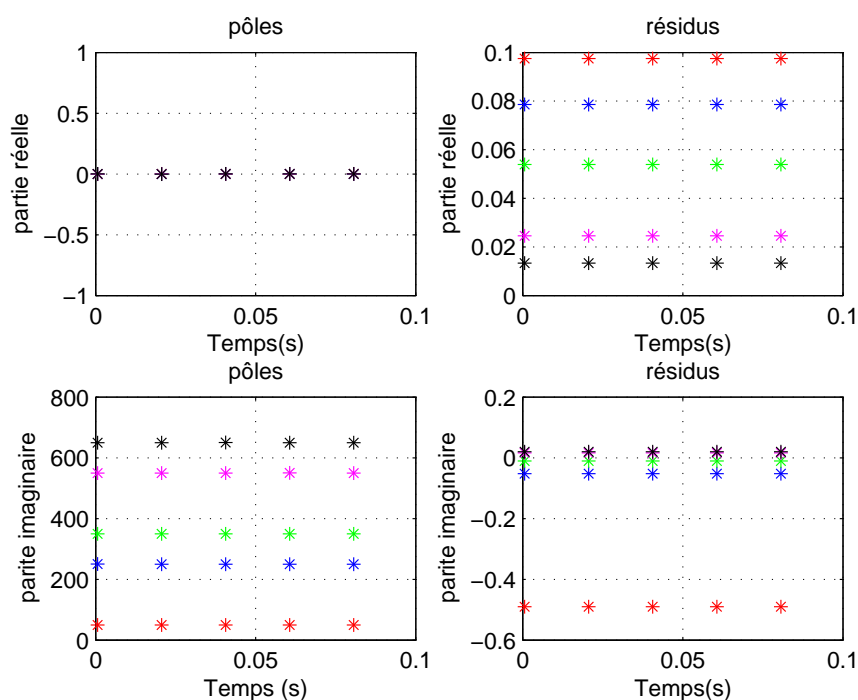


FIGURE 3.34 – Suivi temporel des pôles et résidus normalisés dans le cas de la charge non linéaire définie par le tableau 3.13

numéro	1	2	3	4	5
Pôle	$0 + 50j$	$0 + 250j$	$0 + 350j$	$0 + 550j$	$0 + 650j$
Rang	1	5	7	11	13
Résidus	$0,097 - 0,49j$	$0,078 - 0,052j$	$0,053 - 0,010j$	$0,013 + 0,02j$	$0,024 + 0,016j$
Pourcentage	100%	18,9%	11%	5,9%	4,8%

TABLE 3.14 – valeurs numériques des pôles et résidus issues de l'analyse d'une fenêtre

Ainsi les dix couples pôle-résidu calculés représentent parfaitement la charge non linéaire étudiée. L'augmentation du nombre de couple couple-résidu fournis implique une fréquence d'échantillonnage plus élevée ainsi qu'un temps de traitement plus conséquent. La question qui vient naturellement est donc de savoir si l'ensemble de ces 10 couples est nécessaire pour représenter la charge. Quelle estimation de la charge a-t-on si on néglige les harmoniques de plus faible amplitude ?

### 3.6 Cas de signaux expérimentaux

L'objet de ce paragraphe est de réaliser une première expérimentation. La méthode de Matrix Pencil est ici appliquée à un courant mesuré. Le dispositif expérimental est donné figure 3.35. Il correspond au schéma de principe général de la figure 3.2.

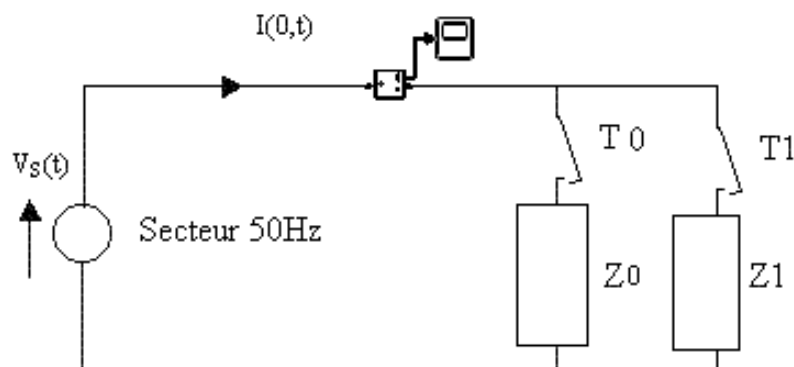


FIGURE 3.35 – Dispositif de mesures

L'acquisition du courant  $i(t)$  est réalisée à l'aide d'un oscilloscope à une fréquence d'échantillonnage de  $1600Hz$  avec une résolution de  $0,1ms$ .

Les charges  $Z_0$  et  $Z_1$  sont constituées de lampes incandescentes de  $60W$  mises en parallèle, 6 pour  $Z_0$  et 3 pour  $Z_1$ .

Les résultats présentés correspondent à la configuration suivante : Les deux interrupteurs sont fermés entre les instants 0 et  $t_1 = 66ms$ . A l'instant  $t_1$ , on ouvre l'interrupteur  $T_1$ .

Pour cette configuration, la réponse en courant  $i(t)$  est illustrée par la figure 3.36.

Le suivi temporel des pôles et résidus normalisés obtenus par la méthode de Matrix Pencil sur douze fenêtres d'analyse successives est donné figure 3.37. Le traitement fournit deux couples pôle-résidu. Deux " \* " et " o " représentent les pôles du régime forcé respectivement  $50Hz$  et  $-50Hz$ , les résidus associés sont bien complexes conjugués. En conséquence, on peut affirmer que deux charges du premier ordre ont été enclenchées entre les instants  $t = 0$  et  $t = 66ms$ .

A l'instant de changement d'état, le traitement fournit de même les deux pôles du régime forcé avec une amplitude différente des résidus associés. On reconnaît dans ce suivi la signature de deux charges résistives. Néanmoins, la partie réelle n'est pas nulle, mais ne correspond pas à un régime libre, c'est dû à l'incertitude de l'estimation du signal bruité.



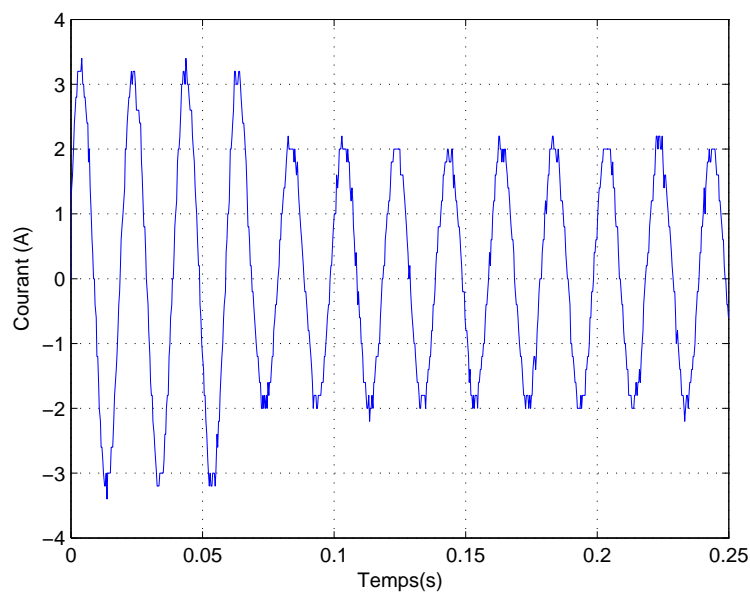


FIGURE 3.36 – Allure du courant mesuré dans le cas de cette configuration

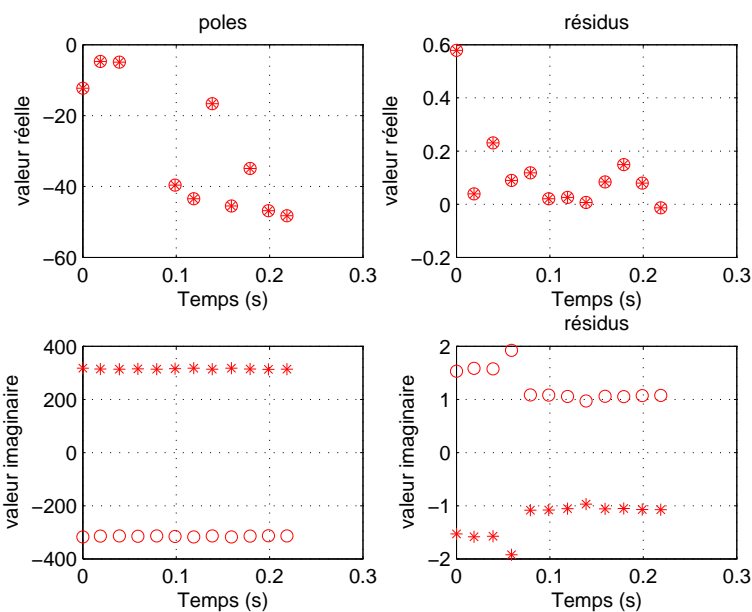


FIGURE 3.37 – Suivi temporel des pôles et résidus pour cette configuration

Les résidus représente la signature d'une résistance  $R$ , à savoir deux parties imaginaires conjuguées de valeurs  $\frac{0 \mp E\sqrt{2}}{2R}j$  (Tab. 3.2).

On peut par conséquent, à partir de ce suivi retrouver la valeur de la charge résistive et son évolution dans le temps. La partie imaginaire des résidus fait apparaître deux paliers : le premier palier fournit une valeur moyenne de 1,55, on en déduit la valeur de la résistance équivalente  $R_1 = -\frac{230\sqrt{2}}{(0 - 1,55j) \times 2}j = 105\Omega$ . De la même manière le deuxième palier de valeur moyenne égale à 1,1 nous fournit une valeur de résistance  $R_2 = -\frac{230\sqrt{2}}{(0 - 1,1j) \times 2}j = 148\Omega$

### 3.7 Conclusion

Nous avons vu que le travail de recherche consistant à déterminer la consommation par usages est effectué à partir des signaux transitoires et permanents issus directement de l'entrée de l'installation.

La méthode d'identification utilisée pour construire la signature de tout appareil électrique est la méthode de Matrix Pencil qui traduit la signature transitoire et permanente de cet appareil en un nombre très limité de pôles et de résidus.

Nous avons appliqué cette méthode sur le courant instantané issu de la simulation avec simulink à l'entrée de différents circuits canoniques :  $R$ ,  $RC$ ,  $RLC$ , etc. Nous avons de même testé plusieurs charges non linéaires. Ce chapitre présente les calculs analytiques permettant de normaliser les résidus et ainsi de les rendre indépendant de la fenêtre d'analyse choisie. Cette dernière démarche nous permettra de faciliter la phase de classification et de groupement des charges par usages qui sera présentée dans le chapitre 5. La méthode développée est capable de détecter les changements d'états ce qui permet de s'affranchir de l'utilisation de la méthode des ondelettes peut le fournir. Ces changements d'états peuvent apparaître simultanément ou successivement sans aucun problème d'interprétation. La méthode est en outre capable d'identifier le type des charges (résistive, selfique, capacitive ou complexe, ...).

## Chapitre 4

# Identification et localisation des charges élémentaires en hautes fréquences

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>116</b>
<b>4.2</b>	<b>Étude théorique du phénomène de propagation sur des lignes de transmission à deux conducteurs . . . . .</b>	<b>116</b>
4.2.1	Équation des télégraphistes . . . . .	117
4.2.2	Cas d'une ligne insérée entre un générateur et une charge . . . . .	118
4.2.3	Cas de lignes cascades . . . . .	120
4.2.4	Cas d'une ligne ramifiée . . . . .	121
4.2.5	Cas particuliers . . . . .	123
<b>4.3</b>	<b>Contexte et méthode d'analyse . . . . .</b>	<b>125</b>
<b>4.4</b>	<b>Lignes sans pertes . . . . .</b>	<b>129</b>
4.4.1	Cas d'une ligne sans pertes adaptée à l'entrée et insérée entre un générateur et une charge résistive . . . . .	129
4.4.2	Cas d'une ligne sans pertes non adaptée, insérée entre un générateur et une charge résistive . . . . .	132
4.4.3	Cas d'une ligne sans pertes adaptée, insérée entre un générateur et une charge capacitive . . . . .	135
4.4.4	Cas de lignes sans pertes cascades, fermées sur une charge résistive et sur une autre selfique . . . . .	138
<b>4.5</b>	<b>Lignes à pertes constantes . . . . .</b>	<b>141</b>
4.5.1	Cas d'une ligne avec pertes constantes adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge résistive . . . . .	141
4.5.2	Cas d'une ligne avec pertes constantes non adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge résistive . . . . .	144

---

4.5.3	Cas d'une ligne avec pertes constantes adaptée à l'entrée insérée entre un gé- nérateur et une charge capacitive (RC) . . . . .	148
<b>4.6</b>	<b>Lignes à pertes variables . . . . .</b>	<b>150</b>
<b>4.7</b>	<b>Détermination expérimentale des paramètres linéiques . . . . .</b>	<b>154</b>
4.7.1	Extraction des paramètres linéiques . . . . .	155
4.7.2	Résultats expérimentaux . . . . .	157
4.7.3	Identification d'une charge à partir des mesures du coefficient de réflexion is- sues de l'analyseur de réseau . . . . .	160
<b>4.8</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>161</b>

---

## 4.1 Introduction

L'idée de transmettre des signaux contenant des informations à travers le réseau d'énergie électrique est apparue dès le début du 20<sup>ème</sup> siècle, et a connu une longue histoire de développement. Les développements récents concernent l'utilisation des courants porteurs en ligne (CPL) et les défis relatifs à la montée en fréquence. Le réseau de distribution devient alors un support de propagation des ondes électromagnétiques. Une modélisation appropriée est alors nécessaire, elle s'appuie sur les fondements de la théorie des lignes. Cette modélisation permettra en particulier d'identifier les charges en présence à partir des courantes hautes fréquences mesurées à l'entrée.

Nous proposons d'injecter un signal sinusoïdale à fréquence élevée, de l'ordre de  $50\text{MHz}$ , dans le réseau électrique étudié. La tension observée à l'entrée nous renseigne sur l'impédance des usages et leurs positions géométriques. Ce résultat vient compléter la base de données obtenue en localisé et contribue à mieux différencier les appareils électriques facilitant ainsi la classification par usages.

Dans ce chapitre, nous développons l'étude théorique du phénomène de propagation pour différentes configurations. Les plus classiques concernent des lignes sans pertes, simples ou ramifiées, débitant sur différentes charges. Les plus réalistes concernent des lignes présentant des pertes constantes ou variables, là encore, les charges sont quelconques. Pour ces différents cas, nous exprimons analytiquement la tension à l'entrée du réseau considéré et la comparons aux résultats de simulation issus de PSPICE. Nous avons ensuite appliqué la méthode de Matrix Pencil sur des fenêtres glissantes de tension et nous déduisons les pôles et les résidus correspondants. Afin de simplifier l'étude, nous avons choisi une fenêtre glissante égale à une période de cette tension. Le suivi temporel des pôles et des résidus nous permettent de remonter aux charges en présence et estimer les chemins de propagation.

## 4.2 Étude théorique du phénomène de propagation sur des lignes de transmission à deux conducteurs

La théorie des lignes de transmission est une théorie qui se situe entre la théorie des circuits et la théorie des antennes. La propagation des ondes de tension et de courant constitue la base de cette théorie [68, 77]. Elle tient compte du mode TEM ou quasi-TEM et ne tient pas compte des modes supérieurs. Son domaine de validité est limité aux structures filaires dont les dimensions transversales (hauteurs, rayons, distances entre conducteurs) sont plus faibles que la plus petite des longueurs d'ondes liées au support de transmission.

Une ligne de transmission où se propagent des ondes peut être approchée par un réseau de cellules en cascade présentant une capacité et une inductance par unité de longueur [68]. En présence de pertes, une

conductance et une résistance par unité de longueur apparaissent également. On peut dès lors établir le circuit équivalent d'une longueur  $dx$  d'une ligne de transmission (figure 4.1).

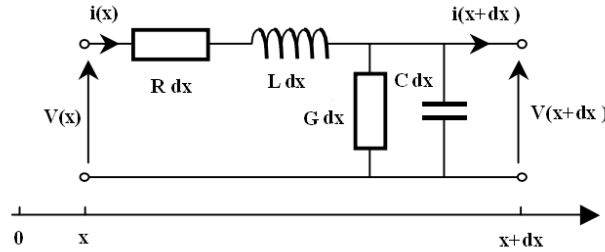


FIGURE 4.1 – *Quadripôle équivalent d'une cellule de ligne à deux conducteurs*

Où :

$L dx$  : représente l'inductance du tronçon de ligne de longueur  $dx$

$L$  : est l'inductance linéique de la ligne et s'exprime en  $H/m$ .

$R dx$  : représente la résistance des conducteurs de longueur  $dx$

$R$  : est la résistance linéique de la ligne et s'exprime en  $\Omega/m$ .

$C dx$  : représente la capacité entre les deux conducteurs de longueur  $dx$

$C$  : est la capacité linéique de la ligne et s'exprime en  $F/m$ .

$G dx$  : représente la conductance du diélectrique de longueur  $dx$

$G$  : est la conductance linéique de la ligne et s'exprime en  $S/m$ .

L'étude de la propagation le long d'une ligne par la théorie classique des lignes utilise son schéma équivalent composé de quadripôles mis en cascade.

Aux grandeurs temporelles  $v(x, t)$  et  $i(x, t)$ , correspondent les transformées de Laplace  $V(x, p)$  et  $I(x, p)$ .

#### 4.2.1 Équation des télégraphistes

En posant :

$$V(x + dx, p) \approx V(x, p) + \frac{\partial V}{\partial x} dx \quad \text{et} \quad I(x + dx, p) \approx I(x, p) + \frac{\partial I}{\partial x} dx \quad (4.1)$$

et en écrivant les lois de Kirchoff, on obtient les équations dites des télégraphistes :

$$\frac{\partial V}{\partial x} = -(R + Lp) I(x, p) \quad \text{et} \quad \frac{\partial I}{\partial x} = -(G + Cp) V(x, p) \quad (4.2)$$

En dérivant la première équation et en reportant  $\frac{\partial I}{\partial x}$  obtenu dans la seconde, on a :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = (R + Lp)(G + Cp)V(x, p) = \gamma^2 V(x, p)$$

$$\text{avec } \gamma^2 = (R + Lp)(G + Cp) \quad (4.3)$$

$\gamma$  est appelée constante de propagation de la ligne.

L'intégration de cette équation différentielle du second ordre donne :

$$V(x, p) = V_1(p)e^{-\gamma x} + V_2(p)e^{\gamma x} \quad (4.4)$$

où  $V_1(p)$  et  $V_2(p)$  sont deux constantes d'intégration.

On peut à partir de l'équation des télégraphistes déduire  $I(x, p)$  sous la forme :

$$I(x, p) = \frac{1}{Z_c} \left[ V_1(p)e^{-\gamma x} - V_2(p)e^{\gamma x} \right] \quad (4.5)$$

où  $Z_c$  est l'impédance caractéristique de la ligne définie par :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + Lp}{G + Cp}} \quad (4.6)$$

#### 4.2.2 Cas d'une ligne insérée entre un générateur et une charge

Soit une ligne de transmission de longueur  $x_1$  constituée de deux conducteurs. La ligne (figure 4.2) est alimentée à une extrémité par un générateur HF (hautes fréquences) d'impédance interne  $Z_e$  et fermée à l'autre extrémité sur une charge d'impédance  $Z_u$  (récepteur). La longueur  $x_1$  de la ligne est grande devant la longueur d'onde  $\lambda$  du signal, ce qui implique que la tension et le courant seront variables le long de la ligne.

La loi des mailles aux deux extrémités de la ligne donne :

$$\begin{aligned} E(p) &= V(0, p) + Z_e I(0, p) \\ V(x_1, p) &= Z_u I(x_1, p) \end{aligned} \quad (4.7)$$

On définit le coefficient de réflexion de la source  $Z_e$  par :

$$\Gamma_e = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (4.8)$$

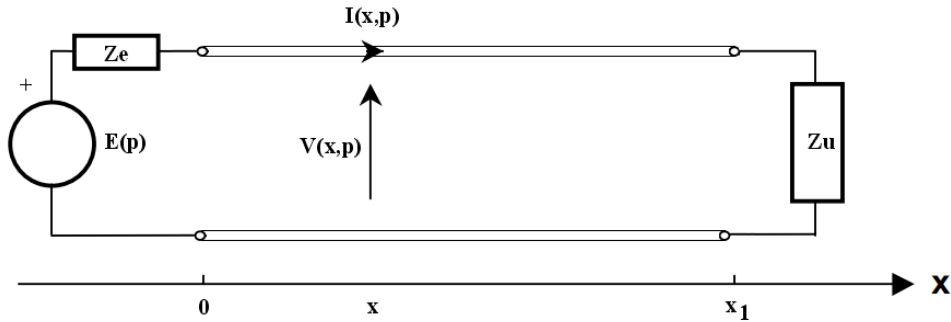


FIGURE 4.2 – Schéma d'une ligne chargée

De même, on définit les coefficients de réflexion et de transmission de la charge  $Z_u$  par :

$$\begin{aligned}\Gamma_u &= \frac{Z_u - Z_c}{Z_u + Z_c} \\ T_u &= 1 + \Gamma_u\end{aligned}\quad (4.9)$$

On en déduit :

$$V_2(p) = V_1(p) \Gamma_u e^{-2\gamma x_1} \quad (4.10)$$

$$V_1(p) = \frac{E(p)}{2} \frac{1 - \Gamma_e}{1 - \Gamma_e \Gamma_u e^{-2\gamma x_1}} \quad (4.11)$$

soit :

$$V(x, p) = \frac{E(p)}{2} \frac{1 - \Gamma_e}{1 - \Gamma_e \Gamma_u e^{-2\gamma x_1}} \left[ e^{-\gamma x} + \Gamma_u e^{\gamma(x-2x_1)} \right] \quad (4.12)$$

$$I(x, p) = \frac{E(p)}{2Z_c} \frac{1 - \Gamma_e}{1 - \Gamma_e \Gamma_u e^{-2\gamma x_1}} \left[ e^{-\gamma x} - \Gamma_u e^{\gamma(x-2x_1)} \right] \quad (4.13)$$

Les grandeurs qui nous intéressent sont le courant et la tension à l'entrée de l'installation, c'est à dire en  $x = 0$ . On obtient pour ce cas particulier :

soit :

$$V(0, p) = \frac{E(p)}{2} \frac{1 - \Gamma_e}{1 - \Gamma_e \Gamma_u e^{-2\gamma x_1}} \left[ 1 + \Gamma_u e^{-\gamma 2x_1} \right] \quad (4.14)$$

$$I(0, p) = \frac{E(p)}{2Z_c} \frac{1 - \Gamma_e}{1 - \Gamma_e \Gamma_u e^{-2\gamma x_1}} \left[ 1 - \Gamma_u e^{-\gamma 2x_1} \right]$$

Le développement en série de  $V(0, p)$  (Eq. 4.12) fournit :

$$V(0, p) = \frac{E(p)}{2} (1 - \Gamma_e) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_n e^{-2(n x_1) \gamma} \quad (4.15)$$

Cette expression traduit le phénomène de réflexions multiples. Le coefficient  $\alpha_n$  relatif au  $n^{\text{ième}}$  aller-retour s'exprime en fonction des coefficients de réflexion et de transmission selon :

$$\begin{aligned}\text{si } n = 0, \quad \text{alors } \alpha_0 &= 1 \\ \text{si } n \geq 1, \quad \text{alors } \alpha_n &= \Gamma_u (1 + \Gamma_e) (\Gamma_u \Gamma_e)^{n-1}\end{aligned}\quad (4.16)$$



### 4.2.3 Cas de lignes cascadiées

Le cas de deux lignes cascadiées peut être illustré par la figure 4.3. Les deux lignes de transmission de longueurs respectives  $x_1$  et  $x_2$  sont constituées chacune de deux conducteurs et ont les mêmes caractéristiques linéiques. La ligne de longueur  $x_1$  est alimentée à une extrémité par un générateur hautes fréquences d'impédance interne  $Z_e$  et fermée à l'autre extrémité sur une charge d'impédance  $Z_{u1}$  (premier récepteur). La ligne de longueur  $x_2$  est reliée à l'extrémité gauche à la première charge et fermée à l'extrémité droite sur une charge d'impédance  $Z_{u2}$  (second récepteur).

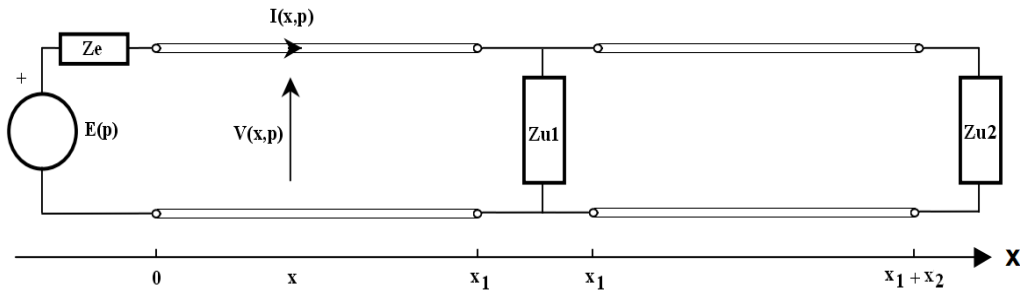


FIGURE 4.3 – Exemple de deux lignes cascadiées

On définit le coefficient de réflexion de la source  $Z_e$  par :

$$\Gamma_e = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (4.17)$$

De même, on définit les coefficients de réflexion et de transmission de la charge  $Z_{u1}$  par :

$$\begin{aligned} \Gamma_{u1} &= \frac{Z_{u1} // Z_c - Z_c}{Z_{u1} // Z_c + Z_c} \\ T_{u1} &= 1 + \Gamma_{u1} \end{aligned} \quad (4.18)$$

avec  $//$  représente la mise en parallèle des éléments.

et le coefficient de réflexion de la charge  $Z_{u2}$  par :

$$\Gamma_{u2} = \frac{Z_{u2} - Z_c}{Z_{u2} + Z_c} \quad (4.19)$$

En résolvant les équations des télégraphistes pour chaque ligne de transmission, et en accord avec les conditions aux limites en  $x = 0$ ,  $x = x_1$  et  $x = x_1 + x_2$ , on obtient dans le domaine de Laplace :

$$V(0, p) = \frac{E(p)}{2} (1 - \Gamma_e) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_{n,m} e^{-2(n x_1 + m x_2) \gamma} \quad (4.20)$$

Le coefficient  $\alpha_{n,m}$  est relatif au chemin de propagation  $(n x_1 + m x_2)$  correspondant à  $n$  aller-retour sur la première ligne et  $m$  aller-retour sur la deuxième ligne. Il s'exprime en fonction des coefficients de

réflexion et de transmission selon :

$$\begin{aligned}
 &\text{si } n = 0, \quad m = 0, \quad \text{alors } \alpha_{0,0} = 1 \\
 &\text{si } n \geq 1, \quad m = 0, \quad \text{alors } \alpha_{n,0} = \Gamma_{u1} (1 + \Gamma_e) (\Gamma_{u1} \Gamma_e)^{n-1} \\
 &\text{si } n \geq 1, \quad m \geq 1, \quad \text{alors } \alpha_{n,m} = (1 + \Gamma_e) (\Gamma_{u1} \Gamma_e)^{n-1} T_{u1}^2 \Gamma_{u2} (\Gamma_{u1} \Gamma_{u2})^{m-1}
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

#### 4.2.4 Cas d'une ligne ramifiée

Le cas le plus simple d'une ligne ramifiée est illustré figure 4.4. Les trois lignes de transmission de longueurs respectives  $x_1$ ,  $x_2$  et  $x_3$  sont constituées chacune de deux conducteurs et ont des caractéristiques linéiques identiques. La ligne de longueur  $x_1$  est alimentée à une extrémité par un générateur hautes fréquences d'impédance interne  $Z_e$  et fermée à l'autre extrémité sur une charge d'impédance  $Z_{u1}$  (premier récepteur). Les lignes de longueur  $x_2$  et  $x_3$  sont reliées à l'extrémité gauche à la première charge  $Z_{u1}$  et sont fermées à l'extrémité droite respectivement sur une charge d'impédance  $Z_{u2}$  (second récepteur) et  $Z_{u3}$  (troisième récepteur).

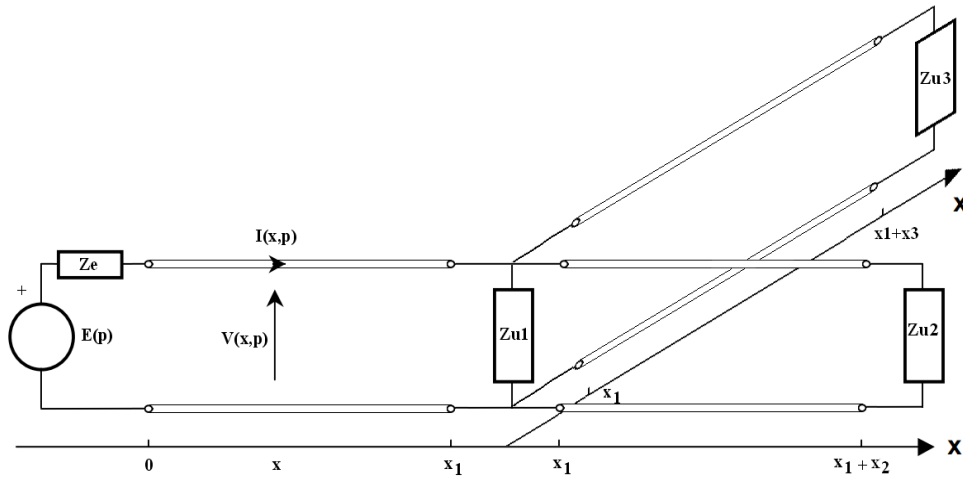


FIGURE 4.4 – Cas d'une ligne ramifiée

On définit le coefficient de réflexion de la source  $Z_e$  par :

$$\Gamma_e = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \tag{4.22}$$

De même, on définit les coefficients de réflexion et de transmission de la charge  $Z_{u1}$  par :

$$\begin{aligned}
 \Gamma_{u1} &= \frac{Z_{u1} / (Z_c/2) - Z_c}{Z_{u1} / (Z_c/2) + Z_c} \\
 T_{u1} &= 1 + \Gamma_{u1}
 \end{aligned} \tag{4.23}$$

et les coefficients de réflexion des charges  $Z_{u2}$  et  $Z_{u3}$  par :

$$\Gamma_{u2} = \frac{Z_{u2} - Z_c}{Z_{u2} + Z_c} \quad (4.24)$$

$$\Gamma_{u3} = \frac{Z_{u3} - Z_c}{Z_{u3} + Z_c} \quad (4.25)$$

En résolvant les équations des télégraphistes pour chaque ligne de transmission, et en accord avec les conditions aux limites en  $x = 0$ ,  $x = x_1$ ,  $x = x_1 + x_2$  et  $x = x_1 + x_3$  on obtient dans le domaine de Laplace :

$$V(0, p) = \frac{E(p)}{2} (1 - \Gamma_e) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{h=0}^{\infty} \alpha_{n,m,h} e^{-2(nx_1 + mx_2 + hx_3) \gamma} \quad (4.26)$$

Le coefficient  $\alpha_{n,m,h}$  est relatif au chemin de propagation  $(nx_1 + mx_2 + hx_3)$  correspondant à  $n$  aller-retour sur la première ligne,  $m$  sur la deuxième ligne et  $h$  sur la troisième ligne. Il s'exprime en fonction des coefficients de réflexion et de transmission selon :

si  $n = 0$ ,  $m = 0$ ,  $h = 0$ ,

alors  $\alpha_{0,0,0} = 1$

si  $n \geq 1$ ,  $m = 0$ ,  $h = 0$ ,

alors  $\alpha_{n,0,0} = \Gamma_{u1} (1 + \Gamma_e) (\Gamma_{u1} \Gamma_e)^{n-1}$

si  $n \geq 1$ ,  $m \geq 1$ ,  $h = 0$ ,

alors  $\alpha_{n,m,0} = (1 + \Gamma_e) (\Gamma_{u1} \Gamma_e)^{n-1} T_{u1}^2 \Gamma_{u2} (\Gamma_{u1} \Gamma_{u2})^{m-1}$

si  $n \geq 1$ ,  $m = 0$ ,  $h \geq 1$ ,

alors  $\alpha_{n,0,h} = (1 + \Gamma_e) (\Gamma_{u1} \Gamma_e)^{n-1} T_{u1}^2 \Gamma_{u3} (\Gamma_{u1} \Gamma_{u3})^{h-1}$

si  $n \geq 1$ ,  $m \geq 1$ ,  $h \geq 1$ ,

alors  $\alpha_{n,m,h} = (1 + \Gamma_e) (\Gamma_{u1} \Gamma_e)^{n-1} (\Gamma_{u1} \Gamma_{u2})^{m-1} (\Gamma_{u1} \Gamma_{u3})^{h-1} T_{u1}^3 \Gamma_{u3} \Gamma_{u2}$

(4.27)

La détermination de la variation de  $v(0, t)$  en réponse à une excitation donnée, s'effectue en cherchant l'original de  $V(0, p)$ .

### 4.2.5 Cas particuliers

Les relations établies dans les paragraphes précédents sont générales et s'adaptent aux cas particuliers classiques traités dans la théorie des lignes. On notera en particulier le cas de l'adaptation ou non des lignes et celui de la prise en compte ou pas des pertes.

#### ***Adaptation de l'impédance à l'entrée ou à la sortie :***

Dans le cas général, il y a plusieurs temps de fonctionnement à considérer liés aux réflexions multiples. D'abord le moment entre l'application initiale de la tension sur la ligne, la propagation de ce signal le long de la ligne et son éventuel retour vers la source.

Si l'impédance d'entrée  $Z_e$  correspondant à l'impédance interne de la source d'excitation est identique à l'impédance caractéristique de la ligne d'entrée  $Z_c$ , on est dans le cas de ligne adaptée à l'entrée, le signal entre dans une phase stable dès qu'il a effectué sa propagation aller-retour. Dans ce cas :

$$\begin{aligned}\Gamma_e &= \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} = 0 \\ T_e &= 1\end{aligned}\tag{4.28}$$

Si l'impédance de la charge  $Z_u$  située à l'extrémité de la ligne est identique à l'impédance caractéristique  $Z_c$  de la ligne, on est dans le cas d'une ligne adaptée à la sortie, la ligne étant fermée par  $Z_c$ . On a dans ce cas :

$$\begin{aligned}\Gamma_u &= \frac{Z_u - Z_c}{Z_u + Z_c} = 0 \\ T_u &= 1\end{aligned}\tag{4.29}$$

La transmission du signal est totale.

#### ***Lignes sans pertes :***

Les lignes sans pertes n'existent malheureusement pas en pratique, mais cette hypothèse permet d'établir des résultats intéressants que l'on pourra transposer aux lignes réelles présentant des pertes généralement faibles. Une ligne est sans pertes si les conducteurs électriques sont parfaits et s'ils sont placés dans un milieu diélectrique parfait.

$$R = 0 \quad G = 0\tag{4.30}$$

$$\gamma = k p \quad \text{avec} \quad k = \sqrt{LC}\tag{4.31}$$

$$Z_c = R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}\tag{4.32}$$

#### ***Lignes à pertes constantes :***

Les pertes diélectriques sont en général faibles vis à vis des pertes ohmiques,  $G$  sera dans tous les cas négligé. Les pertes ohmiques dans les lignes sont dues à la résistance linéique  $R$ , caractéristique du

conducteur. Cette résistance présente une partie continue et une partie haute fréquence. En négligeant la partie haute fréquence, la ligne présentera des pertes constantes notés  $R_0$ . Ces pertes induisent une atténuation, c'est à dire une diminution de l'amplitude du signal en fonction de la distance parcourue. Les lignes à pertes constantes ne correspondent pas aux lignes réelles, toutefois l'étude de ces lignes permet de préparer l'étude du cas réel des pertes variables.

On peut alors écrire :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R_0 + Lp}{G + Cp}} \approx \sqrt{\frac{R_0 + Lp}{Cp}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + \frac{R_0}{Lp}\right)^{1/2} \quad (4.33)$$

Effectuons un développement limité :

$$Z_c(p) \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + \frac{R_0}{2Lp}\right) = R_c + \frac{1}{C_c p} \quad (4.34)$$

avec

$$\left|\frac{R_0}{Lp}\right| \ll 1, \quad R_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{et} \quad C_c = \frac{2\sqrt{LC}}{R_0}$$

$$\begin{aligned} \gamma(p) &= \sqrt{(R_0 + Lp)(G + Cp)} \approx \sqrt{(R_0 + Lp) \cdot Cp} \\ &\approx \sqrt{LC} p^2 \left(1 + \frac{R_0}{2Lp}\right) = \alpha_0 + k p \end{aligned} \quad (4.35)$$

avec

$$\alpha_0 = \frac{R_0}{2R_c} \quad \text{et} \quad k = \sqrt{LC}$$

### **Lignes à pertes variables**

Pour ce type de lignes, la résistance linéique n'est pas constante, elle dépend de la fréquence. C'est le phénomène de l'effet de peau. On montre également qu'en haute fréquence, une partie inductive apparaît, elle correspond à l'inductance interne.

Cela revient à adapter l'Eq. 4.2 en introduisant une écriture symbolique :

$$R(p) = R_0 \left(1 + \frac{\sqrt{p\tau_0}}{2}\right) \quad (4.36)$$

Le terme  $R_0$  correspond à la résistance continue.

Le terme  $\frac{R_0}{2}\sqrt{p\tau_0}$  correspond à la somme de la résistance haute fréquence et au terme relatif à l'inductance interne, avec

$$R_0 = \frac{1}{\pi \sigma r_w^2} \quad \text{et} \quad \tau_0 = \mu \sigma r_w^2$$

$\sigma$  est la conductivité de la ligne et  $r_w$  le rayon du conducteur.

En effectuant un développement limité similaire au précédent, on obtient :

$$Z_c(p) \approx R_c \left( \frac{\mu}{2\pi L} \left( \frac{1}{p \tau_0} + \frac{1}{2\sqrt{p\tau_0}} \right) \right) \quad (4.37)$$

Cette expression, irrationnelle en  $p$ , ne se prête pas à une interprétation physique simple, mais permet de définir l'expression des coefficients de réflexion.

De la même façon, on peut calculer  $\gamma$  :

$$\gamma(p) \approx k p + \alpha_0 \left( 1 + \frac{\sqrt{p \tau_0}}{2} \right) \quad (4.38)$$

### 4.3 Contexte et méthode d'analyse

Les trois parties suivantes (4.4, 4.5 et 4.6) présentent une approche originale des NIALM basé sur l'analyser du régime propagatif. Comme on l'a déjà présenté dans le chapitre précédent, tous les signaux issus du régime propagatif sont traduits en termes de pôles et de résidus. Nous avons adopté exactement la même démarche que pour l'identification des charges élémentaires en basses fréquences qui consiste à comparer les pôles et résidus théoriques avec ceux normalisés issus de la méthode de Matrix Pencil. Les cas canoniques étudiés concernent des lignes avec ou sans pertes, adaptées ou non adaptées à l'entrée.

Les solutions temporelles analytiques  $v(0, t)$  n'existent pas pour des charges quelconques. Néanmoins dans les cas particuliers précédemment décrits, on peut par transformée inverse de Laplace obtenir l'expression analytique des solutions temporelles. Pour ces cas, il est alors possible de calculer théoriquement les valeurs des pôles et des résidus qui seront comparés aux valeurs numériques issues de la méthode de Matrix Pencil.

L'outil de simulation utilisé est PSPICE, qui permet de représenter facilement les lignes à partir de leurs caractéristiques physiques et géométriques. Cet outil est disponible au LASMEA. Néanmoins cet outil a l'inconvénient d'ajouter automatiquement des points d'échantillonnage sans tenir compte de la période d'échantillonnage souhaitée. Ainsi les points ne sont plus régulièrement espacés dans le temps. Ceci n'autorise pas le traitement par la méthode de Matrix Pencil qui nécessite des points régulièrement espacés. La figure 4.5 donne l'allure du signal issu d'une part de l'analyse théorique et d'autre part de l'outil de simulation. On remarque que les deux signaux sont parfaitement identiques avec néanmoins un pas d'échantillonnage irrégulier dans le résultat issu de la simulation.

La méthode d'analyse quasi identique à celle utilisée en basses fréquences peut être schématisée par la figure 4.6. Elle ne diffère que par l'application de la méthode de Matrix Pencil sur le signal théorique

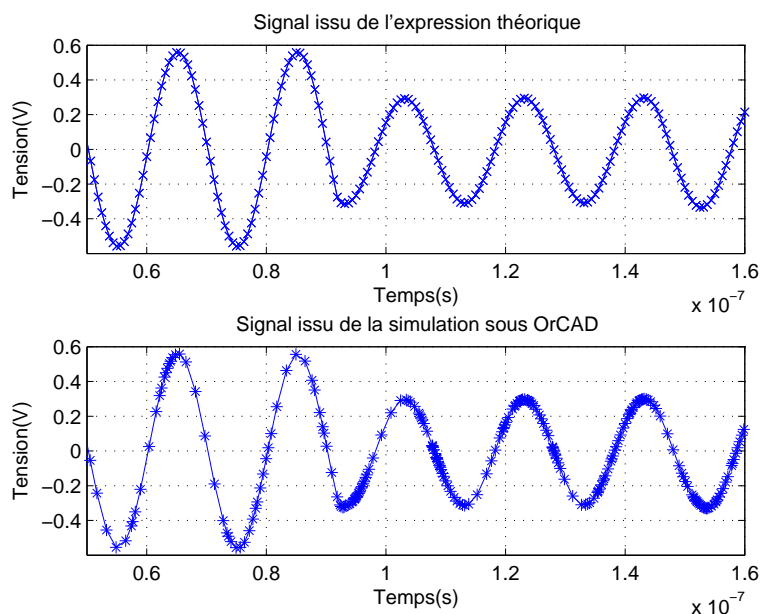


FIGURE 4.5 – Comparaison d'un même signal issu de la théorie et de la simulation

plutôt que sur le signal obtenu par simulation. Cependant la comparaison entre les deux types de signaux est systématiquement faite de façon à valider l'analyse théorique.

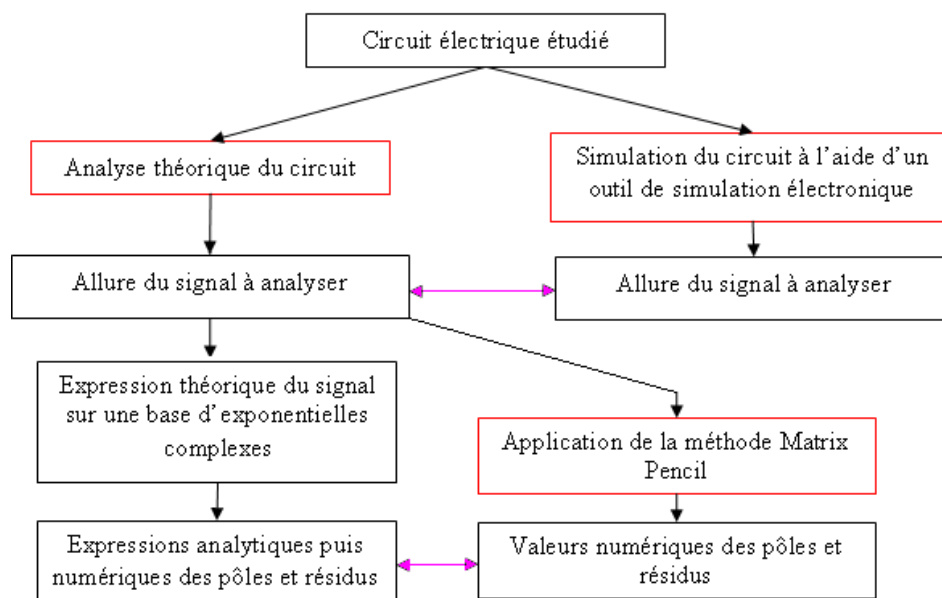


FIGURE 4.6 – Principe de la méthode d'analyse

Les configurations analysées seront toujours associées au schéma général de la figure 4.2 pour le cas d'une ligne insérée entre un générateur et une charge ou de la figure 4.3 dans le cas de plusieurs lignes cascades ou de la figure 4.4 dans le cas de lignes ramifiées.

Pour envisager des NIALM en régime propagatif, il faudrait que la réponse de la charge la plus proche du compteur d'énergie électrique ait un temps de propagation  $x_1/v$  qui soit plus grand que  $\frac{1}{f_0}$ . Ceci est la traduction de l'hypothèse de la théorie des circuits à constantes réparties :  $x_1 > v$  où  $x_1$  est la distance entre la première charge et la source,  $v$  la vitesse de propagation et  $f_0$  la fréquence du signal d'excitation. A titre d'exemple, en prenant  $f_0 = 50\text{MHz}$  et  $v = 2 \cdot 10^8\text{m/s}$ , ce qui donne une position minimale de la première charge à  $x_1 \geq \frac{v}{f_0} = 4\text{m}$  de la source.

Pour tous ces cas, le générateur haute fréquence sera une source de tension sinusoïdale  $E(t) = E_0 \sin(\omega_0 t)$  avec  $E_0 = 1\text{V}$  et  $f_0 = 50\text{MHz}$  d'impédance d'entrée interne  $Z_e$ .

De même le nombre de points d'échantillonnage étant choisi égal à 32 points par fenêtre d'observation, la fréquence d'échantillonnage sera de  $F_e = 1,6\text{GHz}$ .

Nous montrons ainsi que technologiquement, à l'heure actuelle la solution propagative pour les NIALM n'est pas encore implantable. D'autre part, il faut que le signal émis par la source et réfléchi par une des charges du réseau domestique ne soit pas complètement atténué.

En notant  $\alpha_0$  l'atténuation en *Nepers/m* donnée par l'Eq. 4.35. Pour une atténuation de 99% à titre d'exemple et des pertes constantes, on peut déduire la longueur maximale de la ligne  $x_{1M} = \log(100)/\alpha_0$ , soit  $4,6\text{ km}$ . On a choisi  $R_0 = 0,1\Omega$  et  $R_c = 50\Omega$ .

Pour une atténuation avec pertes variables ( voir Eq. 4.36), la condition devient plus contraignante et  $x_{1M} = \log(100)/\left(\alpha_0 \left(1 + \frac{\sqrt{2\pi f_0 \tau_0}}{2}\right)\right)$  soit  $183\text{m}$ .

Toujours avec les mêmes valeurs de  $R_0 = 0,1\Omega$  et  $R_c = 50\Omega$  et en choisissant  $\tau_0 = 4\mu\text{s}$ .

La variation en fréquence des paramètres rend la solution technologique plus difficile à atteindre et nécessite l'implantation de répéteurs pour obtenir un signal utile suffisamment amplifié pour être traité.

La configuration analysée ici (figure 4.7) correspond au schéma de la figure 4.2 avec les trois types de câble. On retrouve l'effet du type d'atténuation choisie, sans pertes, à pertes constantes ou à pertes variables.



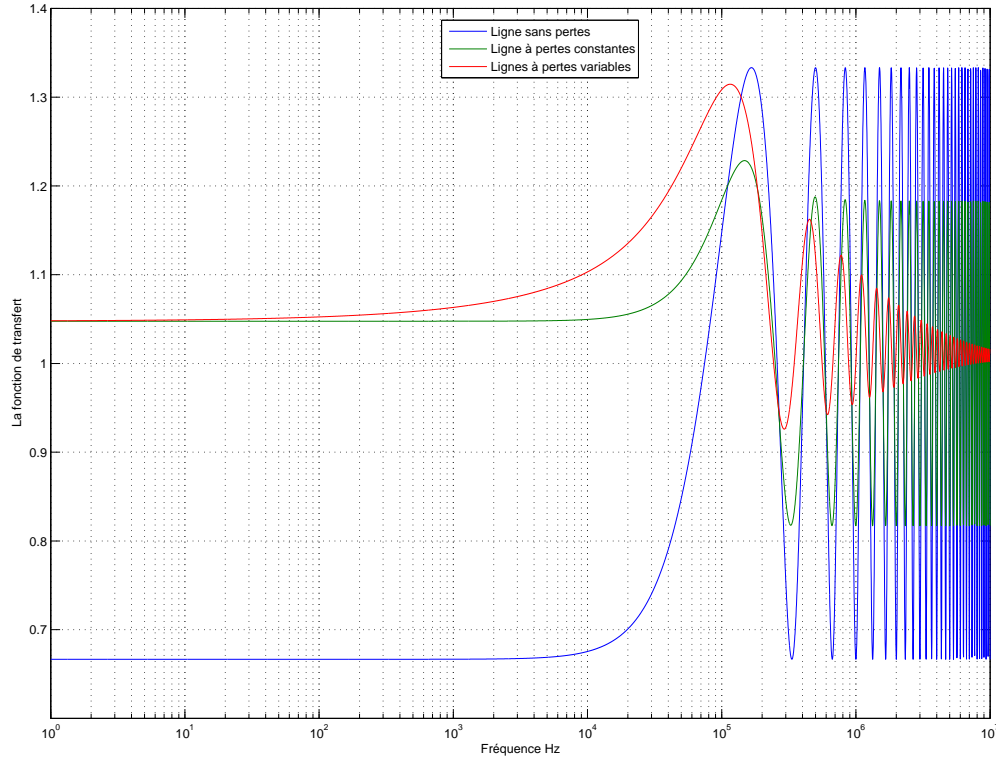


FIGURE 4.7 – Réponse de la fonction de transfert pour différents types de lignes avec  $R_0 = 0,1\Omega/m$ ,  $G = 0S/m$ ,  $L = 0,25\mu H/m$ ,  $C = 100pF/m$ ,  $\tau_0 = 4\mu s$ ,  $x_1 = 300m$ ,  $Z_{u1} = \frac{Rc}{2}$

L'expression théorique de la tension d'entrée  $v(0, t)$  sera obtenue à l'aide d'une transformée de Laplace inverse appliquée sur l'expression de  $V(0, p)$  fournie par la théorie des lignes comme pour les basses fréquences. Les pôles et résidus théoriques sont alors obtenus par simple décomposition de  $v(0, t)$  sur une base d'exponentielles complexes.

$$v(t) = \sum_{i=1}^M \mathcal{R}_i e^{s_i t} \quad (4.39)$$

$$\text{avec} \quad s_i = \alpha_i + j\beta_i$$

De manière identique au cas des basses fréquences (paragraphe 3.2.3 du chapitre 3), les valeurs des pôles et résidus issues de la méthode de Matrix Pencil seront normalisées. Ainsi la méthode sera appliquée sur des fenêtres d'observation successives coïncidant avec les périodes de  $E(t)$  et débutant sur un passage par zéro donc de largeur  $20ns$ . En conséquence l'incertitude sur la détection de l'instant d'un changement d'état est de  $20ns$  ce qui induit une incertitude sur la détermination des longueurs des lignes égale

à  $x = T/2k = 20 \cdot 10^{-9} / (2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 2m$ .

## 4.4 Lignes sans pertes

Dans cette partie, les lignes utilisées sont des lignes sans pertes. Nous allons présenter dans cette partie l'expression de la tension d'entrée dans le cas d'une ligne adaptée ou non adaptée à l'entrée, terminée par des charges résistives ou capacitatives.

### 4.4.1 Cas d'une ligne sans pertes adaptée à l'entrée et insérée entre un générateur et une charge résistive

La configuration analysée ici correspond au schéma de la figure 4.2 pour laquelle la ligne de longueur  $x_1$  est adaptée à l'entrée  $Z_e = R_c$ , la charge est résistive  $Z_u = R_u$ .

Les coefficients de réflexion sont dans ce cas :

$$\Gamma_e = 0 \quad \Gamma_u = \frac{Z_u - R_c}{Z_u + R_c} \quad (4.40)$$

Dans le domaine de Laplace, l'expression théorique de  $V(0, p)$  fournie par la théorie des lignes s'écrit :

$$\begin{aligned} V(0, p) &= \frac{E(p)}{2} (1 + \Gamma_u e^{-2k x_1 p}) \\ &= \frac{E_0}{2} \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2} (1 + \Gamma_u e^{-2k x_1 p}) \end{aligned} \quad (4.41)$$

L'expression de la tension d'entrée dans le domaine temporel  $v(0, t)$  est déduite par transformée de Laplace inverse.

$$v(0, t) = \frac{E_0}{2} [\sin(\omega_0 t) \cdot u(t) + \Gamma_u \sin(\omega_0 (t - 2k x_1)) \cdot u(t - 2k x_1)] \quad (4.42)$$

où  $u(t)$  représente la fonction échelon unité.

Dans ce cas, il y a deux intervalles de fonctionnement à considérer. Tout d'abord l'intervalle  $[0, 2k x_1[$  entre l'application initiale de la tension sur la ligne et avant le retour de la réflexion due à la charge. Le second intervalle  $[2k x_1, \infty[$  qui correspond au retour de la réflexion.

L'objectif est alors de calculer les valeurs théoriques des pôles et des résidus de  $v(0, t)$  dans le but de les comparer avec les valeurs numériques issues du traitement de la tension d'entrée par la méthode de

Matrix Pencil.

En exprimant dans l'Eq. 4.42 les sinus sous forme d'exponentielles complexes, on aboutit aux résultats du tableau 4.1 qui regroupe les expressions des pôles et des résidus théoriques de la fonction  $v(0, t)$  selon l'intervalle de temps considéré. Dans ce cas de figure, il ne peut exister que deux intervalles (ligne adaptée en  $x = 0$ ).  $i$  correspond au numéro d'intervalle traité et  $j$  correspond au numéro du pôle ou du résidu dans l'intervalle.

Temps	Pôles $s_{ij} = \alpha_{ij} + j\beta_{ij}$	Résidus $\mathcal{R}_{ij}$
$0 \leq t < 2kx_1$	$0 + j\omega_0$	$\mathcal{R}_{11} = 0 - \frac{E_0}{4}j$
	$0 - j\omega_0$	$\mathcal{R}_{12} = 0 + \frac{E_0}{4}j$
$2kx_1 \leq t$	$0 + j\omega_0$	$\mathcal{R}_{21} = -\frac{E_0}{4}j \cdot (1 + \Gamma_u e^{-2x_1 k\omega_0 j})$
	$0 - j\omega_0$	$\mathcal{R}_{22} = +\frac{E_0}{4}j \cdot (1 + \Gamma_u e^{+2x_1 k\omega_0 j})$

TABLE 4.1 – *Pôles et résidus théoriques dans le cas d'une ligne sans pertes adaptée à l'entrée, insérée entre un générateur et une charge résistive*

Les résultats numériques seront donnés pour une ligne de longueur  $x_1 = 300 \text{ m}$  et de caractéristiques linéiques ( $R = 0 \Omega/m$ ,  $G = 0 \text{ S/m}$ ,  $L = 0,25 \mu\text{H/m}$ ,  $C = 100 \text{ pF/m}$ ) donc d'impédance caractéristique  $Z_c = R_c = \sqrt{L/C} = 50 \Omega$ . On choisit les impédances d'entrée et de charge  $Z_e = R_c$  et  $Z_u = R_c/9$ . On représente la tension d'entrée pour l'exemple traité.

A titre de vérification, on accompagne cette tension par son traitement en ondelettes afin de détecter la réflexion. On constate que l'ondelette *db4* niveau 1 permet cette détection (figure 4.8).

Cette décomposition permet d'identifier cette réflexion à l'instant  $t_1 = 3\mu\text{s}$ . Connaissant les caractéristiques de la ligne, on pourra déduire sa longueur :

$$x_1 = t_1/2k = 3 \cdot 10^{-6} / (2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 300 \text{ pour une valeur de } 300\text{m}.$$

La détermination de la longueur de la ligne s'obtient donc avec une grande précision si on détecte les changements d'état avec la méthode des ondelettes.

La méthode de Matrix Pencil est également appliquée à la tension d'entrée en utilisant la procédure présentée dans la partie 4.3. Le suivi temporel des pôles et des résidus normalisés est donné figure 4.9.

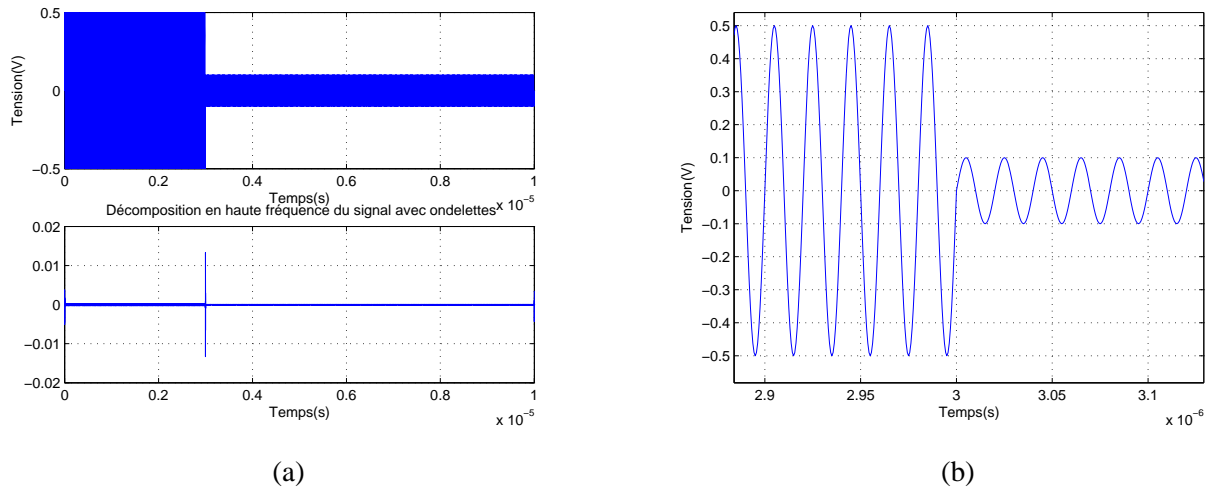


FIGURE 4.8 – (a) : Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1, (b) Zoom de la tension lors du changement d'état

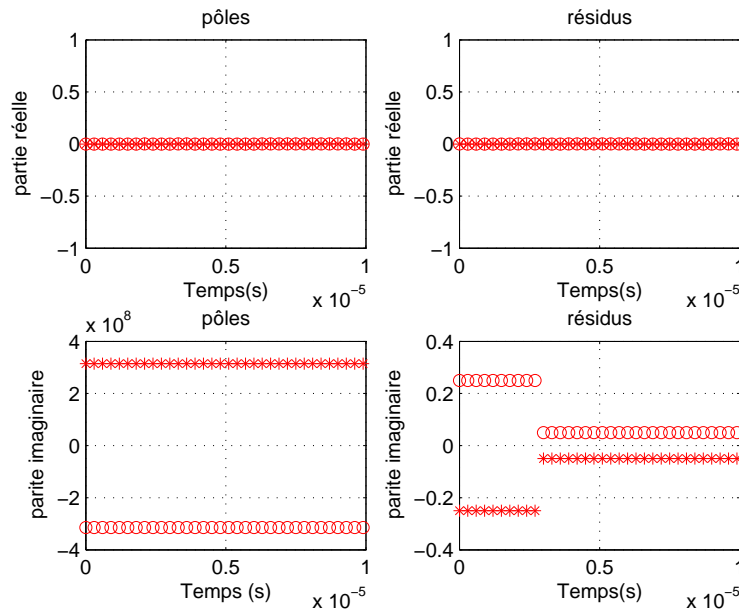


FIGURE 4.9 – Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés

On retrouve bien les deux pôles  $0 \pm \omega_0 j$  représentés par " \* " et " o ". La méthode de Matrix Pencil a détecté un changement d'état dans la fenêtre de traitement comprise entre " $3 \mu s$ " et " $3 \mu s + T$ ", avec  $T$  la largeur de la fenêtre de traitement de  $20 ns$ . Ce changement est traduit par une variation des valeurs des résidus. A partir de ces données, on estime que la charge résistive est présente à une distance  $x = t/2k$

comprise entre  $\frac{3000 \cdot 10^{-9}}{2k}$  et  $\frac{3020 \cdot 10^{-9}}{2k}$ , où  $k = \sqrt{LC} = 5 \cdot 10^{-9} \text{ s/m}$ . La longueur détectée  $x$  est donc comprise entre 300 m et 302 m. La précision est, comme on l'a prédite, moins bonne qu'avec la méthode des ondelettes.

Les valeurs des pôles et des résidus théoriques sont présentées dans le tableau 4.2.

	Valeurs théoriques	
Temps	$s_{ij}$	$\mathcal{R}_{ij}$
$0 \leq t < 2 k x_1$	$0 + 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 - 0,25 j$
	$0 - 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 + 0,25 j$
$2 k x_1 \leq t$	$0 + 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 - 0,05 j$
	$0 - 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 + 0,05 j$

TABLE 4.2 – Valeurs des pôles et des résidus

#### 4.4.2 Cas d'une ligne sans pertes non adaptée, insérée entre un générateur et une charge résistive

L modèle de ce cas ne diffère du précédent (partie 4.4.1) que par la non adaptation à l'entrée. La seule modification affecte le coefficient de réflexion de la source  $\Gamma_e$ .

$$\Gamma_e = \frac{Z_e - R_c}{Z_e + R_c} \quad \Gamma_u = \frac{R_u - R_c}{R_u + R_c} \quad (4.43)$$

Dans le domaine de Laplace la tension d'entrée devient :

$$V(0, p) = \frac{E_0}{2} \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2} \cdot \frac{1 - \Gamma_e}{1 - \Gamma_e \Gamma_u e^{-2 k x_1 p}} \left[ 1 + \Gamma_u e^{-2 k x_1 p} \right] \quad (4.44)$$

En utilisant la transformée de Laplace inverse, on déduit l'expression de la tension d'entrée dans le domaine temporel :

$$v(0, t) = \frac{E_0}{2} \cdot (1 - \Gamma_e) \cdot \left[ \begin{aligned} &\sin(\omega_0 t) \cdot u(t) \\ &+ \Gamma_u (1 + \Gamma_e) \sin(\omega_0 (t - 2 k x_1)) \cdot u(t - 2 k x_1) \\ &+ \Gamma_u^2 \Gamma_e (1 + \Gamma_e) \sin(\omega_0 (t - 4 k x_1)) \cdot u(t - 4 k x_1) \\ &+ \dots \end{aligned} \right] \quad (4.45)$$

Dans ce cas, il y a plusieurs intervalles de temps de fonctionnement à considérer. Le temps correspondant au premier aller retour de l'onde, puis viendra ensuite un nombre important de réflexions entre la source

et la charge jusqu'à la stabilisation du signal.

Le calcul des valeurs théoriques des pôles et des résidus de  $v(0, t)$  se limite aux deux premières réflexions sur la source et est présenté dans le tableau 4.3.

Temps	Pôles $s_{ij} = \alpha_{ij} + j\beta_{ij}$	Résidus $\mathcal{R}_{ij}$
$0 \leq t < 2kx_1$	$0 + j\omega_0$	$\mathcal{R}_{11} = -j\frac{E_0}{4} \cdot (1 - \Gamma_e)$
	$0 - j\omega_0$	$\mathcal{R}_{12} = +j\frac{E_0}{4} \cdot (1 - \Gamma_e)$
$2kx_1 \leq t < 4kx_1$	$0 + j\omega_0$	$\mathcal{R}_{21} = \mathcal{R}_{11} - j\frac{E_0}{4} \cdot (1 - \Gamma_e) \cdot (1 + \Gamma_e) \cdot \Gamma_u e^{-2x_1kj\omega_0}$
	$0 - j\omega_0$	$\mathcal{R}_{22} = \mathcal{R}_{12} + j\frac{E_0}{4} \cdot (1 - \Gamma_e) \cdot (1 + \Gamma_e) \cdot \Gamma_u e^{+2x_1kj\omega_0}$
$4kx_1 \leq t < 6kx_1$	$0 + j\omega_0$	$\mathcal{R}_{31} = \mathcal{R}_{21} - j\frac{E_0}{4} \cdot (1 - \Gamma_e) \cdot (1 + \Gamma_e) \cdot \Gamma_u^2 \cdot \Gamma_e e^{-4x_1kj\omega_0}$
	$0 - j\omega_0$	$\mathcal{R}_{32} = \mathcal{R}_{22} + j\frac{E_0}{4} \cdot (1 - \Gamma_e) \cdot (1 + \Gamma_e) \cdot \Gamma_u^2 \cdot \Gamma_e e^{+4x_1kj\omega_0}$

TABLE 4.3 – Expressions théoriques des Pôles et des résidus dans le cas d'une ligne sans pertes non adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge résistive

Les résultats numériques seront donnés pour une ligne de longueur  $x_1 = 350 \text{ m}$  et de caractéristiques linéiques ( $R = 0 \Omega/m$ ,  $G = 0 \text{ S/m}$ ,  $L = 0,25 \mu\text{H/m}$ ,  $C = 100 \text{ pF/m}$ ) donc d'impédance caractéristique  $Z_c = R_c = \sqrt{L/C} = 50 \Omega$ .

On choisit les impédances d'entrée et de charge  $Z_e = R_c/2$  et  $Z_u = R_c/9$ . La tension d'entrée ainsi que sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1 sont données figures 4.10.

La décomposition en ondelettes permet de détecter deux réflexions à l'instant  $t_1 = 3,5 \mu\text{s}$  et  $t_2 = 7 \mu\text{s}$ . Connaissant les caractéristiques de la ligne, on pourra déduire sa longueur :  $x_1 = t_1/2k = 3,5 \cdot 10^{-6} / (2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 350 \text{ m}$  à partir de la première réflexion et  $x_1 = t_2/4k = 7 \cdot 10^{-6} / (4 \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 350 \text{ m}$  à partir de la deuxième réflexion pour une valeur de  $20\text{m}$ . La détermination de la longueur de la ligne s'obtient donc avec une grande précision si on détecte les changements d'état avec la méthode des ondelettes.

A cette tension d'entrée représentée dans la figure 4.10, on applique la méthode de Matrix Pencil. Le suivi temporel des pôles et des résidus normalisés est donné figure 4.11.

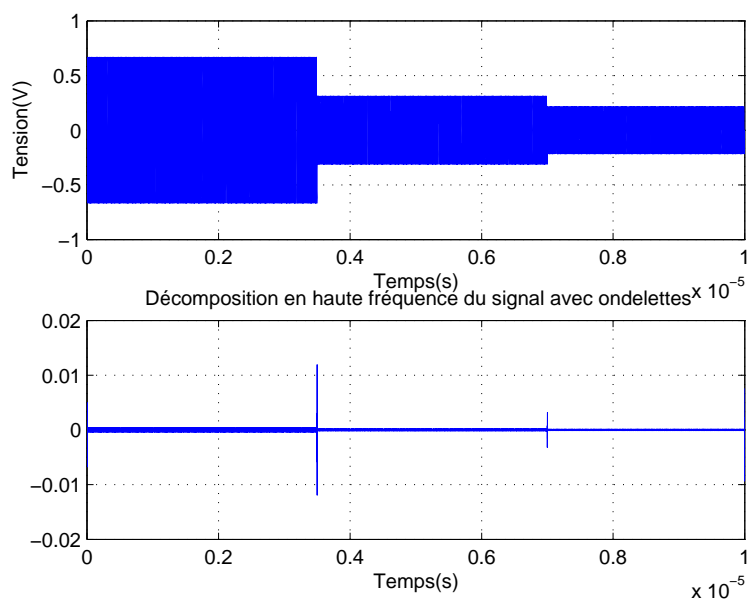


FIGURE 4.10 – Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1

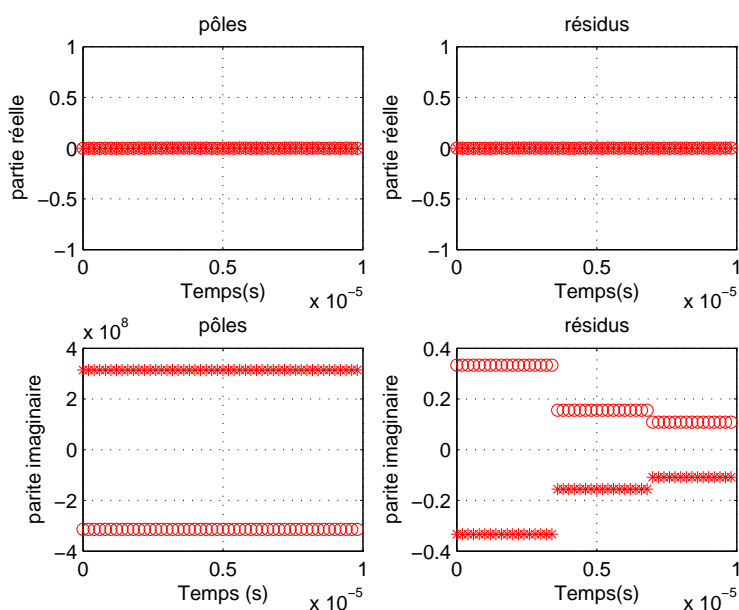


FIGURE 4.11 – Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés

On retrouve bien les deux pôles  $0 \pm \omega_0 j$  représentés par " \* " et " o " ainsi que les différents instants de changements d'états. Les changements d'états détectés sont respectivement dans la fenêtre de traitement comprise entre "3500 ns" et "3520 ns" et la fenêtre comprise entre "7000 ns" et "7020 ns". D'ailleurs ces changements sont exprimés par trois niveaux de paliers de résidus. A partir du premier changement,

on estime que la charge résistive est présente à une distance  $x = t_1/2k$  comprise entre  $\frac{3500 \cdot 10^{-9}}{2k}$  et  $\frac{3520 \cdot 10^{-9}}{2k}$ . La longueur détectée  $x$  est comprise entre  $350 \text{ m} \leq x \leq 352 \text{ m}$ . A partir du second changement, on estime que la charge résistive est présente à une distance  $x = t_2/4k$  comprise entre  $\frac{7000 \cdot 10^{-9}}{4k}$  et  $\frac{7020 \cdot 10^{-9}}{4k}$ . La longueur détectée  $x$  est comprise entre  $350 \text{ m} \leq x \leq 351 \text{ m}$ . La précision est, moins bonne avec la première réflexion.

Les valeurs des pôles et des résidus théoriques sont présentées dans le tableau 4.4. Dans les trois intervalles de temps, les valeurs théoriques et les valeurs données par Matrix Pencil des pôles et des résidus sont identiques.

Temps	Valeurs théoriques	
	$s_{ij}$	$\mathcal{R}_{ij}$
$0 \leq t < 2 k x_1$	$0 + 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 - 0,33j$
	$0 - 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 + 0,33j$
$2 k x_1 \leq t < 4 k x_1$	$0 + 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 - 0,15j$
	$0 - 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 + 0,15j$
$4 k x_1 \leq t < 6 k x_1$	$0 + 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 - 0,11j$
	$0 - 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 + 0,11j$

TABLE 4.4 – Valeurs des pôles et des résidus

#### 4.4.3 Cas d'une ligne sans pertes adaptée, insérée entre un générateur et une charge capacitive

La modification par rapport au cas précédent concerne la charge qui est ici capacitive  $Z_u = R_u + \frac{1}{C_u p}$ . Les coefficients de réflexions sont dans ce cas :

$$\Gamma_e = 0 \quad \Gamma_u = \frac{Z_u - R_c}{Z_u + R_c} = \Gamma_{dc} + \frac{1 - \Gamma_{dc}}{1 + \tau p} \quad (4.46)$$

avec  $\Gamma_{dc} = \frac{R_u - R_c}{R_u + R_c}$ , et  $\tau = (R_u + R_c) C_u$

Dans le domaine de Laplace, l'expression de  $V(0, p)$  fournie par la théorie des lignes s'écrit :

$$V(0, p) = \frac{E_0}{2} \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2} \cdot \left[ 1 + \left( \Gamma_{dc} + \frac{1 - \Gamma_{dc}}{1 + \tau p} \right) e^{-2 k x_1 p} \right] \quad (4.47)$$



L'expression de la tension d'entrée dans le domaine temporel  $v(0, t)$  obtenue par transformée de Laplace inverse est :

$$v(0, t) = \frac{E_0}{2} \left[ \sin(\omega_0 t) \cdot u(t) + \Gamma_{dc} \sin(\omega_0(t - 2kx_1)) u(t - 2kx_1) + u(t - 2kx_1) \frac{1 - \Gamma_{dc}}{1 + a^2} \left( \sin(\omega_0(t - 2kx_1)) - a \cos(\omega_0(t - 2kx_1)) + a e^{-(t - 2kx_1)/\tau} \right) \right] \quad (4.48)$$

avec  $a = \tau\omega_0$

Dans ce cas adapté à l'entrée, il n'y a que deux intervalles de temps de fonctionnement à considérer. Les valeurs théoriques des pôles et des résidus de  $v(0, t)$  sont présentées dans le tableau 4.5.

Temps	Pôles $s_{ij} = \alpha_{ij} + j\beta_{ij}$	Résidus $\mathcal{R}_{ij}$
$0 \leq t < 2kx_1$	$0 + j\omega_0$	$\mathcal{R}_{11} = -j\frac{E_0}{4}$
	$0 - j\omega_0$	$\mathcal{R}_{12} = +j\frac{E_0}{4}$
$2kx_1 \leq t$	$0 + j\omega_0$	$\mathcal{R}_{21} = \mathcal{R}_{11} - j\frac{E_0}{4} \cdot \left( \Gamma_{dc} + \frac{(1 - \Gamma_{dc})(1 - ja)}{1 + a^2} \right) e^{-2x_1 k \omega_0 j}$
	$0 - j\omega_0$	$\mathcal{R}_{22} = \mathcal{R}_{12} + j\frac{E_0}{4} \cdot \left( \Gamma_{dc} + \frac{(1 - \Gamma_{dc})(1 + ja)}{1 + a^2} \right) e^{+2x_1 k \omega_0 j}$
	$\frac{-1}{\tau} + j0$	$\mathcal{R}_{23} = \frac{E_0}{2} \cdot \frac{(1 - \Gamma_{dc})a}{1 + a^2} e^{2kx_1/\tau}$

TABLE 4.5 – Pôles et résidus théoriques dans le cas d'une ligne sans pertes adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge capacitive

Les résultats numériques seront donnés pour une ligne de longueur  $x_1 = 300 \text{ m}$  et de caractéristiques linéiques ( $R = 0 \text{ } \Omega/\text{m}$ ,  $G = 0 \text{ S/m}$ ,  $L = 0,25 \text{ } \mu\text{H/m}$ ,  $C = 100 \text{ pF/m}$ ) donc d'impédance caractéristique  $Z_c = R_c = \sqrt{L/C} = 50\Omega$ .

On choisit les impédances d'entrée et de charge  $Z_e = R_c$  et  $Z_u = R_u + 1/(jC_u\omega_0)$  avec  $R_u = 100\Omega$  et  $C_u = 2 \text{ nF}$ . La tension d'entrée ainsi que sa décomposition en ondelettes db5 niveau 1 sont données figures 4.12.

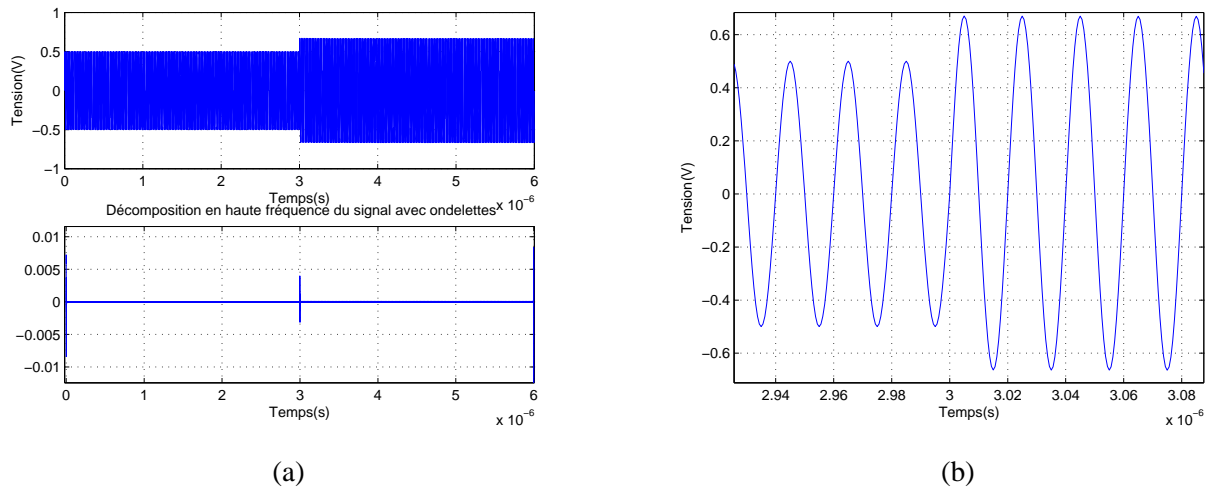


FIGURE 4.12 – (a) : Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db5 niveau 1, (b) Zoom de la tension lors du changement d'état

La décomposition en ondelettes (figure 4.12) permet de détecter un changement d'état à l'instant  $t_1 = 3 \mu s$ . Connaissant les caractéristiques linéiques de la ligne, on déduit sa longueur :

$$x_1 = t_1/2k = 3 \cdot 10^{-6} / (2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 300 \text{ m pour une valeur de } 300 \text{ m.}$$

La méthode de Matrix Pencil est ensuite appliquée sur la tension d'entrée représentée sur la figure 4.12. Le suivi temporel est donné figure 4.13.

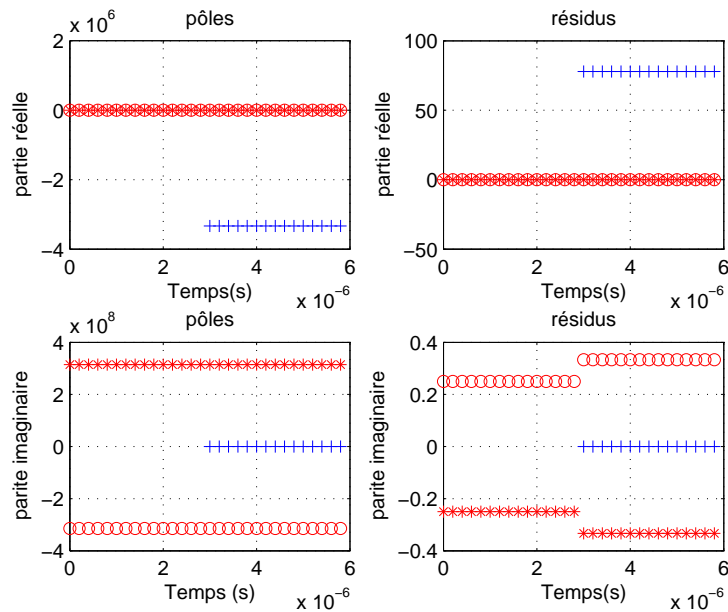


FIGURE 4.13 – Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés

Dans la figure 4.13 on retrouve bien, avant la première réflexion qui apporte les informations sur la longueur de la ligne ainsi que sur la charge, les deux pôles  $0 \pm \omega_0 j$  représentés par "\*" et "o". La méthode de Matrix Pencil a détecté une réflexion dans la fenêtre comprise entre "3000ns" et "3020ns". Après cette réflexion, en plus des pôles et des résidus liés à la fréquence  $\omega_0$ , on trouve le pôle  $\frac{-1}{\tau} + j0$  ainsi que son résidu correspondant traduisant le régime libre dû à la charge.

Les valeurs des pôles et des résidus théoriques de la tension (figure 4.13) sont représentées dans le tableau 4.6.

Temps	Valeurs théoriques	
	$s_{ij}$	$\mathcal{R}_{ij}$
$t < 2kx_1$	$0 + 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 - 0,25j$
	$0 - 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 + 0,25j$
$2kx_1 \leq t$	$0 + 314,16 \cdot 10^6 j$	$-0,002 - 0,33j$
	$0 - 314,16 \cdot 10^6 j$	$-0,002 + 0,33j$
	$-3,33 \cdot 10^6 + 0j$	$77,89 + 0j$

TABLE 4.6 – Valeurs des pôles et des résidus

Les valeurs théoriques et les valeurs données par Matrix Pencil des pôles et des résidus sont identiques avec une précision de  $10^{-4}$ .

#### 4.4.4 Cas de lignes sans pertes cascades, fermées sur une charge résistive et sur une autre selfique

La configuration analysée ici correspond au schéma de la figure 4.3 décrite dans la partie 4.2.3 pour laquelle la première ligne de longueur  $x_1$  est adaptée à l'entrée  $Z_e = R_c$  et fermée sur une charge résistive  $Z_{u1} = R_{u1}$ . La deuxième ligne de longueur  $x_2$  est cascadiée à la première et fermée sur une charge selfique  $Z_{u2} = R_{u2} + L_{u2} p$  à une distance  $x_1 + x_2$ .

Les coefficients de réflexion sont dans ce cas :

$$\Gamma_e = 0, \quad \Gamma_{u1} = \frac{R_{u1} // R_c - R_c}{R_{u1} // R_c + R_c} = \frac{-R_c}{2R_{u1} + R_c}, \quad \Gamma_{u2} = \frac{Z_{u2} - R_c}{Z_{u2} + R_c} = 1 - \frac{\kappa_2}{1 + \tau_2 p} \quad (4.49)$$

avec 
$$\kappa_2 = \frac{2R_c}{R_{u2} + R_c}, \quad \text{et } \tau_2 = \frac{L_{u2}}{R_{u2} + R_c}$$

L'expression de  $V(0, p)$  utilisée dans ce cas est donnée par l'équation 4.20. Pour ce type de configuration, les expressions dans le domaine de Laplace deviennent plus complexe. Néanmoins l'expression de la tension d'entrée  $v(0, t)$  n'est utilisée que sur un intervalle de temps limité. Il suffit donc de prendre en compte dans l'expression 4.21 les coefficients  $\alpha_{n,m}$  correspondant aux réflexions possibles pendant cet intervalle de temps.

Les résultats numériques sont donnés pour deux lignes de longueur  $x_1 = 320m$  et  $x_2 = 100m$ . Les deux lignes sont de caractéristiques linéiques identiques avec  $R = 0 \Omega/m$ ,  $G = 0 S/m$ ,  $L = 0,25 \mu H/m$  et  $C = 100 pF/m$ . l'impédance caractéristique  $Z_c = R_c = \sqrt{L/C} = 50 \Omega$ .

On choisit les impédances d'entrée et de charge telles que :  $Z_e = R_c$ ,  $Z_{u1} = R_{u1} = 3R_c$  et  $Z_{u2} = R_{u2} + L_{u2}$  avec  $R_{u2} = 2R_c$  et  $L_{u2} = 100\mu H$ . Dans ce cas, la tension d'entrée  $v(0, t)$  est représentée sur la figure 4.14.

On observe bien les changements d'amplitudes, qui traduisent les différentes réflexions aux instants déjà présentés au paragraphe 4.2.3 Eq. 4.20 :

- $2kx_1 = 3,2 \mu s$
- $2k(x_1 + x_2) = 4,2 \mu s$
- $2k(x_1 + 2x_2) = 5,2 \mu s$
- $2k(x_1 + 3x_2) = 6,2 \mu s$
- $2k2x_1 = 6,4 \mu s$

La décomposition de la tension d'entrée en ondelettes *db7* niveau 1 est donnée figure 4.14. Elle indique les quatre instants de changements d'état à  $3,2 \mu s$  ;  $4,2 \mu s$  ;  $5,2 \mu s$  et  $6,4 \mu s$ . La réflexion à l'instant  $6,2 \mu s$  est de très faible amplitude. Sa détection est difficile même avec une ondelette du type *db7* niveau 1.

Comme on l'a déjà montré dans les parties précédentes, on décompose la tension en somme de pôles et des résidus. Les expressions sont plus complexes mais le principe reste le même. La méthode de Matrix Pencil est appliquée sur la tension, le résultat est représenté dans la figure 4.15.

On retrouve les deux pôles  $0 \pm \omega_0 j$  représentés par " \* " et " o ". La méthode de Matrix Pencil retrouve également les différents instants de changements d'états. Après la première réflexion, les résidus changent d'amplitudes et apportent une information qu'à une distance comprise entre  $3200 \cdot 10^{-9}/2k = 320 m$  et  $3220 \cdot 10^{-9}/2k = 322 m$ , il existe une charge résistive. Lors de la seconde réflexion, le couple pôle-résidu représenté par " + " qui apparaissent sont liés directement à la charge se trouvant à la distance comprise entre  $4200 \cdot 10^{-9}/2k = 420 m$  et  $4220 \cdot 10^{-9}/2k = 422 m$ . C'est une charge RL dont on peut vérifier la valeur du pôle à partir de son expression théorique :  $-\frac{R_c + R_{u2}}{L_{u2}} = -\frac{50 + 100}{100 \cdot 10^{-6}} = -1,5 \cdot 10^6 s^{-1}$ . A

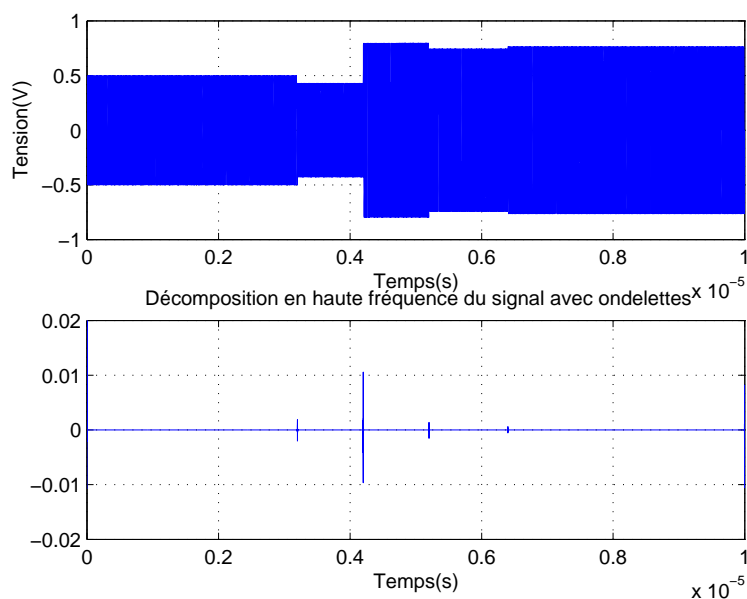


FIGURE 4.14 – Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db7 niveau 1

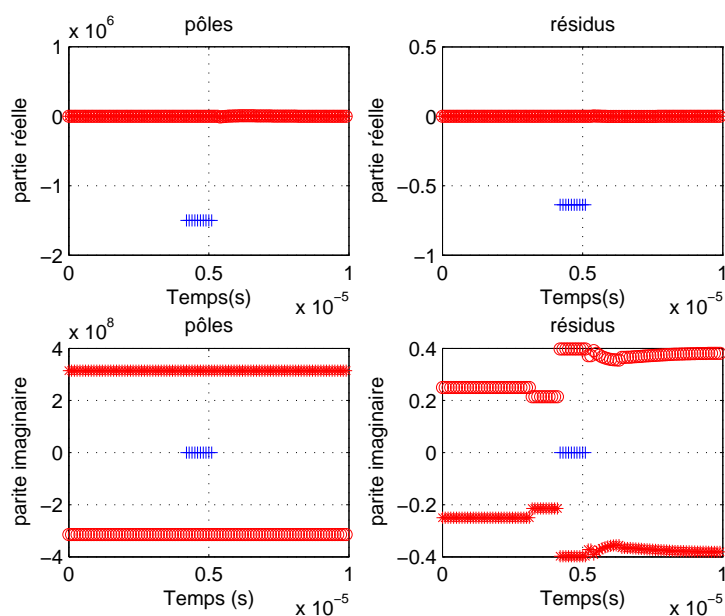


FIGURE 4.15 – Suivi des pôles et des résidus normalisés

partir des réflexions suivantes, le pôle lié au régime libre apporte une information sur les deux charges, sur les longueurs des lignes ainsi que sur leurs caractéristiques. On note que la réflexion en provenance de la première charge est arrivée à l'instant  $2kx_1$  et celle en provenance de la deuxième charge à l'instant  $2k(x_1 + x_2)$ . Les autres réflexions sont de faibles amplitudes et les couples pôles-résidus transitoires

seront filtrés avec le bruit.

## 4.5 Lignes à pertes constantes

Dans cette partie, les lignes utilisées sont des lignes à pertes constantes. Nous allons présenter comme dans la partie précédente quelques cas traités dans cette thèse. Rappelons le, dans ce cas, l'expression de l'impédance caractéristique peut s'écrire  $Z_c \approx R_c + \frac{1}{C_c p}$ . Une ligne à pertes constantes, adaptée à l'entrée n'est pas réalisable. Son usage dans le cadre de cette thèse est pour simplifier les différentes expressions développées.

### 4.5.1 Cas d'une ligne avec pertes constantes adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge résistive

La configuration analysée ici correspond au schéma de la figure 4.2 pour laquelle la ligne de transmission de longueur  $x_1$  est adaptée à l'entrée  $Z_e = Z_c$ , la charge résistive est  $Z_u = R_u$ .

Les coefficients de réflexions sont dans ce cas :

$$\Gamma_e = 0 \quad \Gamma_u = \frac{Z_u - Z_c}{Z_u + Z_c} = \Gamma_{dc} - \frac{1 + \Gamma_{dc}}{1 + \tau p} \quad (4.50)$$

avec

$$\Gamma_{dc} = \frac{R_u - R_c}{R_u + R_c}, \quad \text{et} \quad \tau = (R_u + R_c) C_c$$

L'expression de la tension d'entrée dans le domaine de Laplace s'écrit :

$$V(0, p) = \frac{E_0}{2} \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2} \cdot \left[ 1 + \Gamma_u e^{-2(\alpha_0 + k p)x_1} \right] \quad (4.51)$$

L'expression de la tension d'entrée dans le domaine temporel  $v(0, t)$  est déduite par transformée de Laplace inverse.

$$v(0, t) = \frac{E_0}{2} \left[ \sin(\omega_0 t) \cdot u(t) + \Gamma_u e^{-2\alpha_0 x_1} \sin(\omega_0(t - 2k x_1)) u(t - 2k x_1) + \frac{a(1 + \Gamma_{dc})}{1 + a^2} u(t - 2k x_1) \left( e^{-2\alpha_0 x_1} \cos(\omega_0(t - 2k x_1)) - e^{-2\alpha_0 x_1} e^{-(t - 2k x_1)/\tau} \right) \right] \quad (4.52)$$

avec

$$a = \tau \omega_0$$

Dans ce cas, adapté à l'entrée, il y a deux intervalles temps de fonctionnement à considérer. Les expressions théoriques des pôles et résidus de  $v(0, t)$  sont présentées dans le tableau 4.7.

Temps	Pôles $s_{ij} = \alpha_{ij} + j\beta_{ij}$	Résidus $\mathcal{R}_{ij}$
$0 \leq t < 2 k x_1$	$0 + j\omega_0$	$\mathcal{R}_{11} = -j \frac{E_0}{4}$
	$0 - j\omega_0$	$\mathcal{R}_{12} = +j \frac{E_0}{4}$
$2 k x_1 \leq t$	$0 + j\omega_0$	$\mathcal{R}_{21} = \mathcal{R}_{11} - j \frac{E_0}{4} \cdot \left( e^{-2\alpha_0 x_1} \cdot \frac{a^2 \Gamma_{dc} - 1 + ja(1 + \Gamma_{dc})}{1 + a^2} e^{-2x_1 k \omega_0 j} \right)$
	$0 - j\omega_0$	$\mathcal{R}_{22} = \mathcal{R}_{12} + j \frac{E_0}{4} \cdot \left( e^{-2\alpha_0 x_1} \cdot \frac{-a^2 \Gamma_{dc} + 1 + ja(1 + \Gamma_{dc})}{1 + a^2} e^{+2x_1 k \omega_0 j} \right)$
	$\frac{-1}{\tau} + j0$	$\mathcal{R}_{23} = -\frac{E_0}{2} \cdot \frac{a(1 + \Gamma_{dc})}{1 + a^2} e^{-2\alpha_0 x_1} e^{2 k x_1 / \tau}$

TABLE 4.7 – Pôles et résidus dans le cas d'une ligne avec pertes constantes adaptée à l'entrée et insérée entre un générateur et une charge résistive

Les résultats numériques seront donnés pour une ligne de longueur  $x_1 = 150 \text{ m}$  et de caractéristiques linéiques ( $R = 0,1 \Omega/m$ ,  $G = 0 \text{ S/m}$ ,  $L = 0,25 \mu\text{H/m}$ ,  $C = 100 \text{ pF/m}$ ) donc d'impédance caractéristique  $Z_c = R_c + \frac{1}{C_c p}$  avec  $R_c = 50 \Omega$  et  $C_c = 100 \text{ nF}$ . On choisit les impédances d'entrée et de charge  $Z_e = Z_c$  et  $Z_u = R_u$  avec  $R_u = 8R_c$ . La tension d'entrée ainsi que sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1 sont données figure 4.16.

La décomposition en ondelettes permet de déterminer l'instant de changement d'état  $t_1 = 1,5 \mu\text{s}$ . Connaissant les caractéristiques de la ligne avec pertes constantes, on peut déduire sa longueur  $x_1 = t_1/2k = 1,5 \cdot 10^{-6}/(2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 150 \text{ m}$  pour une valeur de  $150 \text{ m}$ .

La méthode de Matrix Pencil est ensuite appliquée à la tension d'entrée. Le suivi temporel des pôles et des résidus normalisés est donné figure 4.17.

On retrouve les deux pôles  $0 \pm \omega_0 j$  représentés par " \* " et " o ". La méthode de Matrix Pencil a détecté un changement d'état dans la fenêtre comprise entre "1500 ns" et "1520 ns". A partir de cette fenêtre, un nouveau couple pôle résidu apparaît " + " correspondant à la charge présente à l'extrémité de la ligne de longueur comprise entre "150 m" et "152 m".

Les valeurs des pôles et des résidus théoriques sont présentées dans le tableau 4.8.

La comparaison de ces valeurs avec celles issues de du traitement de Matrix Pencil est conforme avec une précision de  $10^{-4}$ .

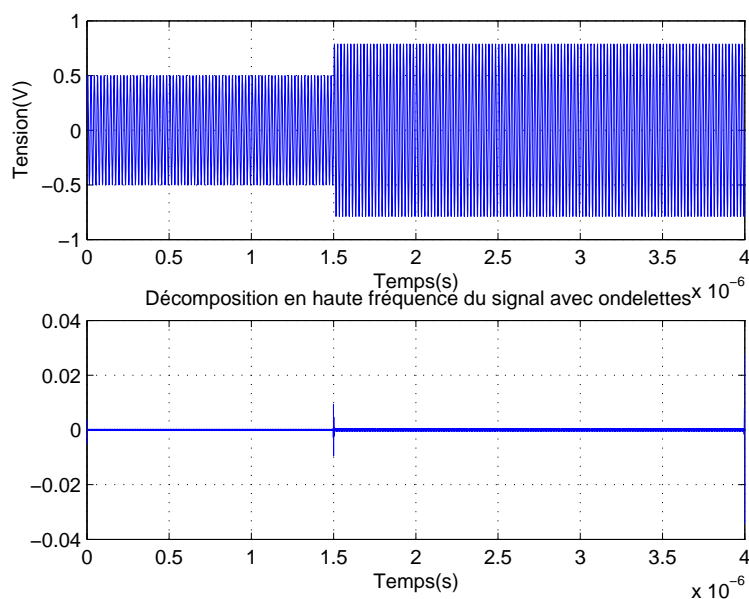


FIGURE 4.16 – Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1

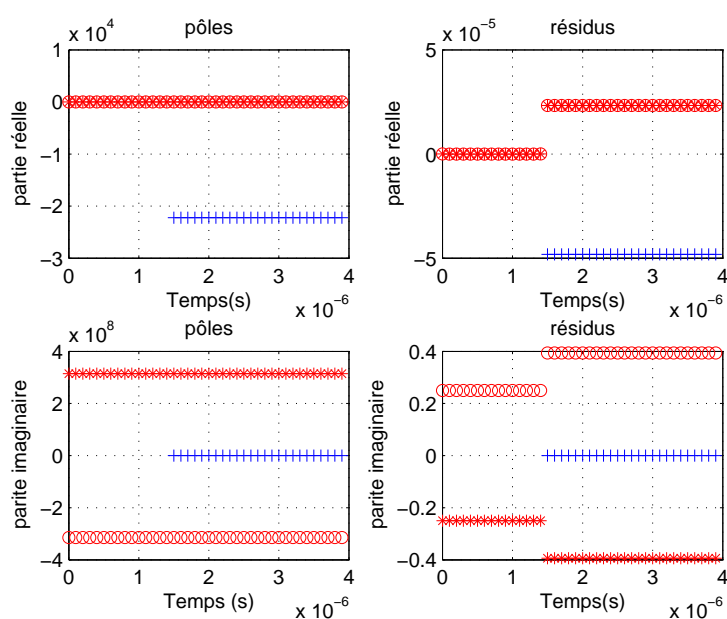


FIGURE 4.17 – Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés



Temps	Valeurs théoriques	
	$s_{ij}$	$\mathcal{R}_{ij}$
$0 \leq t < 2 k x_1$	$0 + 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 - 0,25j$
	$0 - 314,16 \cdot 10^6 j$	$0 + 0,25j$
$2 k x_1 \leq t$	$0 + 314,16 \cdot 10^6 j$	$2 \cdot 10^{-5} - 0,39j$
	$0 - 314,16 \cdot 10^6 j$	$2 \cdot 10^{-5} + 0,39j$
	$-2,22 \cdot 10^4 + 0j$	$-4,8 \cdot 10^{-5} + 0j$

TABLE 4.8 – Valeurs des pôles et des résidus

#### 4.5.2 Cas d'une ligne avec pertes constantes non adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge résistive

Ce cas ne diffère du précédent, (partie 4.5.1) que par la non adaptation à l'entrée  $Z_e = R_e \neq Z_c$ . cette seule modification affecte le coefficient de réflexion de la source  $\Gamma_e$ .

$$\Gamma_e = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} = \Gamma_{dc1} - \frac{1 + \Gamma_{dc1}}{1 + \tau_1 p} \quad \Gamma_u = \frac{Z_u - Z_c}{Z_u + Z_c} = \Gamma_{dc2} - \frac{1 + \Gamma_{dc2}}{1 + \tau_2 p} \quad (4.53)$$

avec

$$\Gamma_{dc1} = \frac{R_e - R_c}{R_e + R_c} \quad \text{et} \quad \Gamma_{dc2} = \frac{R_u - R_c}{R_u + R_c}$$

$$\tau_1 = (R_e + R_c) C_c \quad \text{et} \quad \tau_2 = (R_u + R_c) C_c$$

Dans le domaine de Laplace, et en se basant sur l'Eq. 4.15 et 4.16, la tension devient :

$$V(0, p) = \frac{E_0}{2} \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2} \cdot (1 - \Gamma_e) \left[ 1 + \Gamma_u (1 + \Gamma_e) \sum_{n \geq 1} (\Gamma_u \Gamma_e)^{n-1} e^{-2n(\alpha_0 + k p) x_1} \right] \quad (4.54)$$

En se limitant à la première réflexion, c'est à dire à  $n = 1$ , on peut exprimer la tension en temporel. On pose :

$$a_1 = \tau_1 \omega_0, \quad a_2 = \tau_2 \omega_0, \quad \tau_3 = \frac{\tau_1}{\tau_2 - \tau_1}, \quad \tau_4 = \frac{\tau_2}{\tau_2 - \tau_1}, \quad Ct_0 = 1 + \Gamma_{dc2}$$

$$Ct_1 = 1 - \Gamma_{dc1}, \quad Ct_2 = 1 + \Gamma_{dc1},$$

$$Ct_3 = Ct_1 \Gamma_{dc2} Ct_2,$$

$$Ct_4 = -Ct_3 - Ct_0 Ct_1 Ct_2 \tau_3 + (Ct_2)^2 Ct_0 \tau_3 - (Ct_2)^2 Ct_0 \frac{\tau_2}{\tau_1} \tau_3^2,$$

$$Ct_5 = Ct_0 Ct_1 Ct_2 (\tau_4 - 1) + (Ct_2)^2 Ct_0 \tau_4 (\tau_4 - 1)$$

$$Ct_6 = -(Ct_2)^2 [\Gamma_{dc2} (\tau_3 + 1) + \tau_3]$$

$$g(t, a, \tau) = \frac{1}{1+a^2} \left( \sin(\omega_0 t) - a \cos(\omega_0 t) + a e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)} \right) \cdot u(t)$$

$$h(t, a, \tau) = \frac{1}{1+a^2} \left( (1-a^2) \sin(\omega_0 t) - 2a \cos(\omega_0 t) + \left(\frac{a}{\tau}(1+a^2)t + 2a\right) e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)} \right) \cdot u(t)$$

En utilisant la transformée de Laplace inverse, on déduit l'expression de la tension d'entrée dans le domaine temporel  $v(0, t)$  pour les deux premiers intervalles temporels :

$$v(0, t) = \frac{E_0}{2} \left[ \left( Ct_1 \sin(\omega_0 t) + Ct_2 \cdot g(t, a_1, \tau_1) \right) u(t) + \right. \\ \left. \left( Ct_3 \cdot \sin(\omega_0 (t - 2k x_1)) + Ct_4 \cdot g(t - 2k x_1, a_1, \tau_1) + \right. \right. \\ \left. \left. Ct_5 \cdot g(t - 2k x_1, a_2, \tau_2) + Ct_6 \cdot h(t - 2k x_1, a_1, \tau_1) \right) e^{-2\alpha_0 x_1} u(t - 2k x_1) \right] \quad (4.55)$$

La réflexion arrivant à  $2k x_1$  est la seule qui est représentée, d'autres arriveront aux instants  $4k x_1$ ,  $6k x_1, \dots$  jusqu'à la stabilisation. Le calcul des valeurs théoriques des pôles et des résidus de  $v(0, t)$  se limite à la première réflexion sur la source et est présenté dans le tableau 4.9.

Les résultats numériques seront donnés pour une ligne de longueur  $x_1 = 200 \text{ m}$  et de caractéristiques linéiques ( $R = 0,1 \Omega/\text{m}$ ,  $G = 0 \text{ S}/\text{m}$ ,  $L = 100 \mu\text{H}/\text{m}$ ,  $C = 100 \text{ pF}/\text{m}$ ) donc d'impédance caractéristique  $Z_c = R_c + \frac{1}{C_c p}$  avec  $R_c = 50 \Omega$  et  $C_c = 100 \text{ nF}$ .

On choisit les impédances d'entrée et de charge  $Z_e = R_e = 70 \Omega$  et  $Z_u = R_u$  avec  $R_u = 10 \Omega$ . La tension d'entrée ainsi que sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1 est donnée figure 4.18.

Le suivi des pôles et résidus normalisés issus de la méthode de Matrix Pencil appliquée à la tension d'entrée est donné figure 4.19.

Temps	Pôles $s_{ij} = \alpha_{ij} + j\beta_{ij}$	Résidus $\mathcal{R}_{ij}$
$0 \leq t < 2 k x_1$	$0 + j\omega_0$ $0 - j\omega_0$ $-\frac{1}{\tau_1} + 0j$	$\mathcal{R}_{11} = -j \frac{E_0}{4} \left( Ct_1 + Ct_2 \frac{1 - ja_1}{1 + a_1^2} \right)$ $\mathcal{R}_{12} = -j \frac{E_0}{4} \left( -Ct_1 + Ct_2 \frac{-1 - ja_1}{1 + a_1^2} \right)$ $\mathcal{R}_{13} = \frac{E_0}{2} \frac{Ct_2 a_1}{1 + a_1^2}$
$2 k x_1 \leq t \leq 4 k x_1$	$0 + j\omega_0$ $0 - j\omega_0$ $\frac{-1}{\tau_1} + j0$ $\frac{-1}{\tau_2} + j0$	$\mathcal{R}_{21} = \mathcal{R}_{11} - j \frac{E_0}{4} \cdot e^{-2x_1 k \omega_0 j} e^{-2\alpha_0 x_1} \left[ Ct_3 + \frac{1 - ja_1}{1 + a_1^2} \cdot Ct_4 + \frac{1 - ja_2}{1 + a_2^2} \cdot Ct_5 + \frac{1 - a_1^2 - 2ja_1}{1 + a_1^2} \cdot Ct_6 \right]$ $\mathcal{R}_{22} = \mathcal{R}_{21}^* : \text{complexe conjugué}$ $\mathcal{R}_{23} = \frac{E_0}{2} e^{-2\alpha_0 x_1} e^{2 k x_1 / \tau_1} \cdot \left( \frac{a_1}{1 + a_1^2} Ct_4 + \frac{2a_1}{1 + a_1^2} Ct_6 \right)$ $\mathcal{R}_{24} = \frac{E_0}{2} e^{-2\alpha_0 x_1} e^{2 k x_1 / \tau_2} \cdot \frac{a_2}{1 + a_2^2} Ct_5$

TABLE 4.9 – Pôles et résidus dans le cas d'une ligne avec pertes constantes non adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge résistive

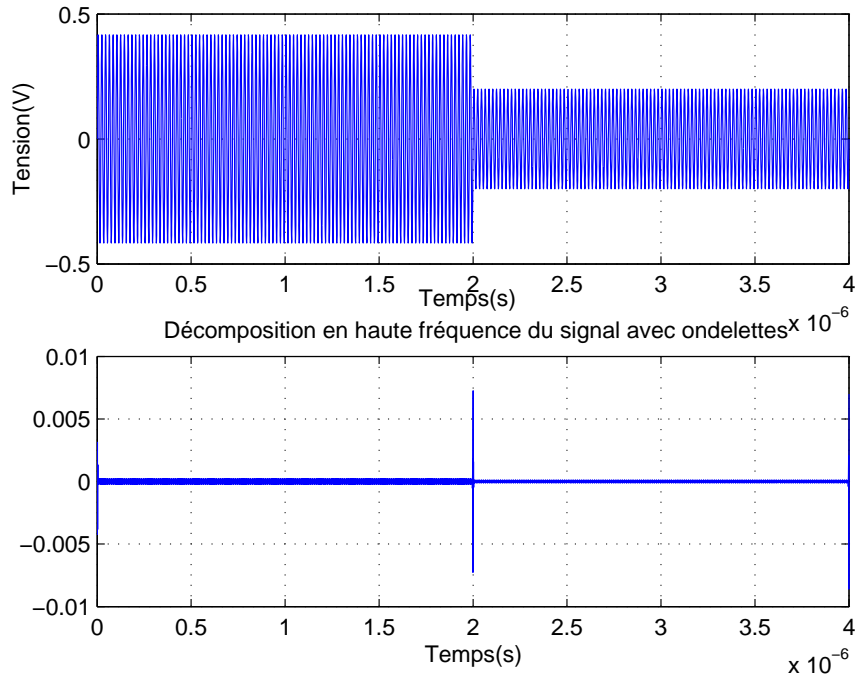


FIGURE 4.18 – Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1

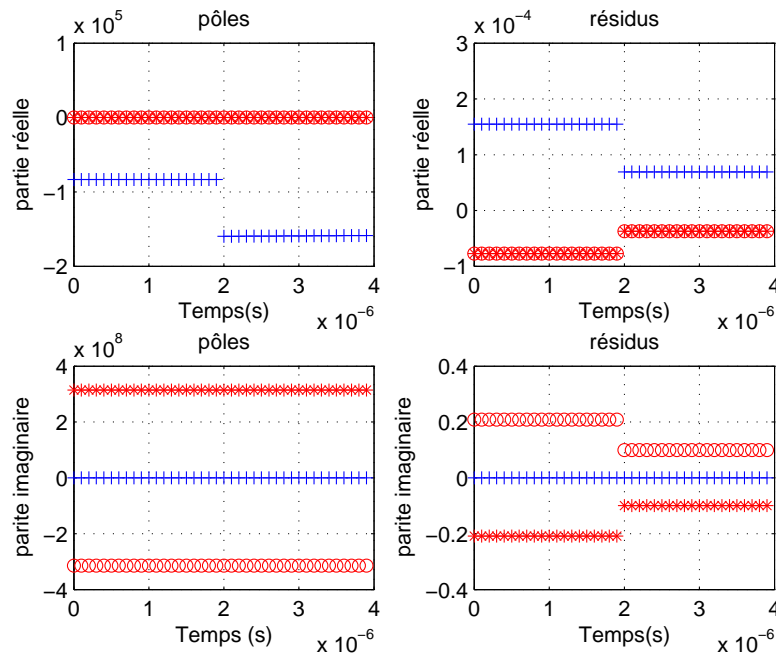


FIGURE 4.19 – Suivi des pôles et des résidus normalisés

La ligne est non adaptée, on vérifie l'existence des deux pôles  $0 \pm \omega_0 j$  représentés par " \* " et " o " ainsi que du pôle  $\frac{-1}{\tau_1} + j0 = \frac{-1}{(R_{u1} + R_c) C_c} = -0,83 \cdot 10^5 s^{-1}$  représenté par " + " et son résidu associé caractérisant l'impédance d'entrée et la ligne. A l'instant  $t_1 = 2 \mu s$  une première réflexion arrive amenant avec elle une information sur la charge au bout de la ligne. Cette charge se situe à une distance comprise entre  $2000 \cdot 10^{-9} / (2k) = 200 m$  et  $2020 \cdot 10^{-9} / (2k) = 202 m$ . Un nouveau pôle  $\frac{-1}{\tau_2} + j0 = \frac{-1}{(R_{u2} + R_c) C_c} = -1,66 \cdot 10^5 s^{-1}$  et son résidu associé apparaissent décrivant la charge  $R_{u2}$  en bout de ligne.

### 4.5.3 Cas d'une ligne avec pertes constantes adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge capacitive (RC)

Dans ce cas la ligne de longueur  $x_1$  adaptée à l'entrée  $Z_e = Z_c$ . La charge à l'extrémité est une charge RC série d'impédance  $Z_u = R_u + \frac{1}{C_u p}$ .

Pour cette configuration, les coefficients de réflexions s'écrivent :

$$\Gamma_e = 0 \quad \Gamma_u = \frac{Z_u - Z_c}{Z_u + Z_c} = \Gamma_{dc} \frac{1 + \tau_1 p}{1 + \tau_2 p} \quad (4.56)$$

avec

$$\Gamma_{dc} = \frac{C_c - C_u}{C_c + C_u} \quad \tau_1 = \frac{(R_u - R_c) C_c C_u}{C_c - C_u} \quad \text{et} \quad \tau_2 = \frac{(R_u + R_c) C_c C_u}{C_c + C_u}$$

Dans le domaine de Laplace l'expression de la tension d'entrée s'écrit :

$$V(0, p) = \frac{E_0}{2} \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2} \cdot \left[ 1 + \Gamma_u e^{-2(\alpha_0 + k p) x_1} \right] \quad (4.57)$$

La ligne étant adaptée à l'entrée, on retrouve une seule réflexion arrivant à l'instant  $2 k x_1$ .

On pose ces quelques expressions pour simplifier l'expression finale, on pose :

$$a_2 = \tau_2 \omega_0 \quad \tau_3 = \frac{\tau_2 - \tau_1}{\tau_2} \quad \tau_4 = \frac{\tau_1}{\tau_2}$$

$$g(t, a, \tau) = \frac{1}{1 + a^2} \left( \sin(\omega_0 t) - a \cos(\omega_0 t) + a e^{-\frac{1}{\tau}} \right) \cdot u(t)$$

L'expression de la tension d'entrée dans le domaine temporel  $v(0, t)$  est déduite par transformée de Laplace inverse :

$$v(0, t) = \frac{E_0}{2} \left[ \sin(\omega_0 t) \cdot u(t) + \left( \Gamma_{dc} \tau_3 \cdot g(t - 2 k x_1, a_2, \tau_2) + \Gamma_{dc} \tau_4 \cdot \sin(\omega_0 (t - 2 k x_1)) \right) e^{-2\alpha_0 x_1} u(t - 2 k x_1) \right] \quad (4.58)$$

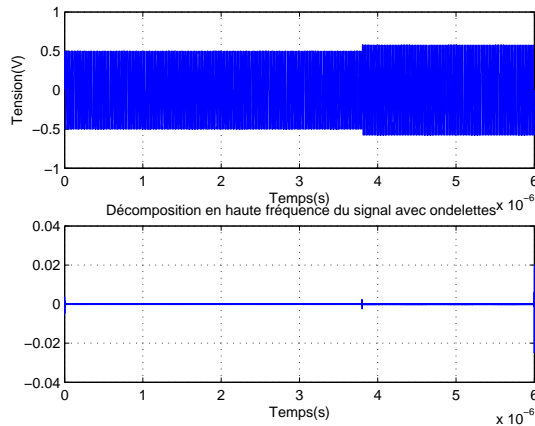
En exprimant l'équation 4.58 sur une base d'exponentielles complexes, on aboutit aux expressions théoriques des pôles et résidus du tableau 4.10 pour les deux premiers intervalles de temps.

Les résultats numériques seront donnés pour une ligne de longueur  $x_1 = 380 \text{ m}$  et de caractéristiques linéiques ( $R = 0.1 \Omega/\text{m}$ ,  $G = 0 \text{ S/m}$ ,  $L = 0,25 \mu\text{H/m}$ ,  $C = 100 \text{ pF/m}$ ) donc d'impédance caractéristique  $Z_c = R_c + \frac{1}{C_c p}$  avec  $R_c = 50 \Omega$  et  $C_c = 100 \text{ nF}$ .

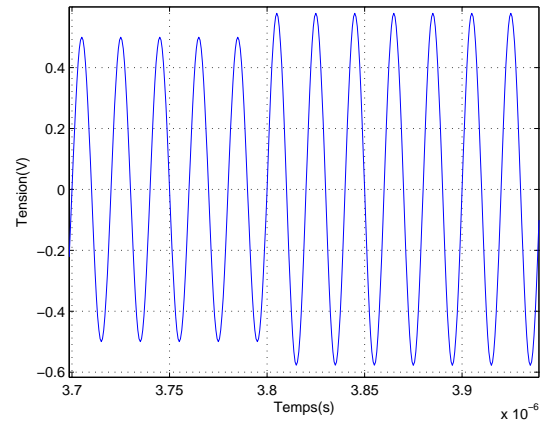
Temps	Pôles	Résidus
	$s_{ij} = \alpha_{ij} + j\beta_{ij}$	$\mathcal{R}_{ij}$
$0 \leq t < 2kx_1$	$0 + j\omega_0$ $0 - j\omega_0$	$\mathcal{R}_{11} = -j\frac{E_0}{4}$ $\mathcal{R}_{12} = +j\frac{E_0}{4}$
$2kx_1 \leq t$	$0 + j\omega_0$ $0 - j\omega_0$ $\frac{-1}{\tau_2} + j0$	$\mathcal{R}_{21} = \mathcal{R}_{11} - j\frac{E_0}{4} \cdot e^{-2x_1k\omega_0j} e^{-2\alpha_0x_1} \left[ \Gamma_{dc}\tau_4 + \frac{1 - ja_2}{1 + a_2^2} \cdot \Gamma_{dc}\tau_3 \right]$ $\mathcal{R}_{22} = \mathcal{R}_{21}^*$ : complexe conjugué $\mathcal{R}_{23} = \frac{E_0}{2} e^{-2\alpha_0x_1} e^{2kx_1/\tau_2} \cdot \frac{a_2}{1 + a_2^2} \Gamma_{dc}\tau_3$

TABLE 4.10 – Pôles et résidus dans le cas d'une ligne avec pertes adaptée à l'entrée insérée entre un générateur et une charge capacitive

On choisit les impédances d'entrée et de charge  $Z_e = Z_c$  et  $Z_u = R_u + \frac{1}{jC_u\omega_0}$  avec  $R_u = 100 \Omega$  et  $C_u = 5 \text{ nF}$ . La tension d'entrée ainsi que sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1 est donnée figure 4.20.



(a)



(b)

FIGURE 4.20 – (a) : Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db4 niveau 1, (b) Zoom de la tension lors du changement d'état

La décomposition en ondelettes, permet de déterminer l'instant de changement d'état  $t_1 = 3,8 \mu s$ . Connaissant les caractéristiques de la ligne avec pertes constantes, on peut déduire sa longueur  $x_1 = t_1/2k = 3,8 \cdot 10^{-6} / (2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 380 \text{ m}$  pour une valeur de 380 m. La méthode de Matrix Pencil est

appliquée sur la tension d'entrée. Le suivi temporel des pôles et résidus est donné figure 4.21.

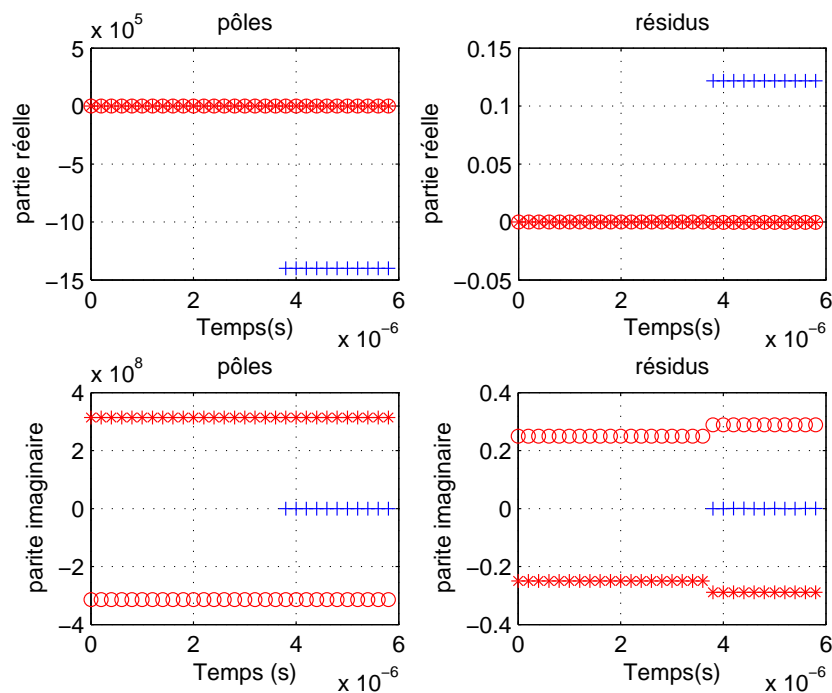


FIGURE 4.21 – Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés

On vérifie l'existence des deux pôles  $0 \pm \omega_0 j$  représentés par " \* " et " o " avant la réflexion. A partir de l'instant de changement d'état, un nouveau pôle représenté par " + " s'ajoute avec son résidu associé correspondant à  $\frac{-1}{\tau_2} + j0 = -14 \cdot 10^5$ . La ligne étant adaptée à l'entrée, le signal se stabilise après la première réflexion. Cette ligne est de longueur  $x_1$  comprise entre  $3,8 \cdot 10^{-6} / (2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 380 \text{ m}$  et  $3820 \cdot 10^{-9} / (2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 382 \text{ m}$  pour une valeur de  $380 \text{ m}$ .

## 4.6 Lignes à pertes variables

La solution du problème avec pertes variables est fort compliquée. La présence des pertes causera à la fois de l'atténuation, c'est à dire une diminution de l'amplitude du signal en fonction de la distance parcourue, et de la dispersion, c'est à dire une modification des temps de parcours par distance unitaire en fonction de la fréquence.

La résistance linéique  $R$  n'est plus constante en fonction de la fréquence. Sa variation est due à l'effet de peau. Les expressions de  $V(x, p)$  et  $v(x, t)$  restent valables mais son interprétation est trop difficile pour que l'on puisse tirer des conclusions intéressantes. On fait en général l'hypothèse que la ligne est supposée adaptée à l'entrée et on étudie la tension au point  $x = 0$ .

On rappelle les expressions de  $R(p)$  de  $\gamma(p)$  et de  $Z_c(p)$ .

$$\begin{aligned} R(p) &= R_0 \left( 1 + \frac{\sqrt{p \tau_0}}{2} \right) \\ Z_c(p) &\approx R_c \left( \frac{\mu}{2\pi L} \left( \frac{1}{p\tau_0} + \frac{1}{2\sqrt{p\tau_0}} \right) \right) \\ \gamma(p) &\approx k p + \alpha_0 \left( 1 + \frac{\sqrt{p \tau_0}}{2} \right) \end{aligned}$$

**Cas d'une ligne avec pertes variables, adaptée à l'entrée, insérée entre un générateur et une charge résistive**

La configuration analysée ici correspond à une ligne avec pertes variables de longueur  $x_1$  adaptée à l'entrée  $Z_e = Z_c$  (figure 4.2). La charge à l'extrémité est une charge résistive notée  $Z_u = R_u$ .

Les coefficients de réflexion sont dans ce cas :

$$\Gamma_e = 0, \quad \Gamma_u(p) = \frac{Z_u - Z_c}{Z_u + Z_c} = \Gamma_{dc} + \frac{A_1}{\sqrt{p\tau_0 + B_1}} - \frac{A_2}{\sqrt{p\tau_0 + B_2}} \quad (4.59)$$

avec

$$\begin{aligned} \Gamma_{dc} &= \frac{R_u - R_c}{R_u + R_c}, \quad A = \sqrt{1 - \frac{8}{(1 - \Gamma_{dc}) \frac{R_0 \tau_0}{2L} [\alpha_0]^2}}, \quad B = (1 - \Gamma_{dc}) \frac{R_0 \tau_0}{4L} \alpha_0 \\ A_1 &= \frac{1 + \Gamma_{dc}}{A \alpha_0} \frac{1 - (1 + A) B \alpha_0}{2}, \quad B_1 = \frac{(1 + A) B}{2} \\ A_2 &= \frac{1 + \Gamma_{dc}}{A \alpha_0} \frac{1 - (1 - A) B \alpha_0}{2}, \quad B_2 = \frac{(1 - A) B}{2} \end{aligned}$$

L'expression de la tension d'entrée dans le domaine de Laplace s'écrit :

$$V(0, p) = \frac{E_0}{2} \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2} \cdot \left[ 1 + \Gamma_u(p) e^{-2x_1 \left[ k p + \alpha_0 \left( 1 + \frac{\sqrt{p \tau_0}}{2} \right) \right]} \right] \quad (4.60)$$

On pose :

$$g(a, t, \tau) = \frac{1}{\tau} \frac{a}{2\sqrt{\pi(t/\tau)^3}} e^{\frac{-a^2}{4(t/\tau)}} \cdot u(t)$$

$$\mathcal{W}(\mathcal{Z}) = e^{-\mathcal{Z}^2} \operatorname{erfc}(-j\mathcal{Z})$$

$$h(a, b, t, \tau) = \frac{1}{\tau} e^{\frac{-a^2}{4(t/\tau)}} \cdot \left[ \frac{1}{\sqrt{\pi(t/\tau)}} - b \mathcal{W} \left( j \left( b\sqrt{t/\tau} + \frac{a}{2\sqrt{t/\tau}} \right) \right) \right] \cdot u(t)$$



$$\begin{aligned}
v(0, t) = & \frac{E_0}{2} \left[ \sin(\omega_0 t) \cdot u(t) + e^{-2\alpha_0 x_1} \cdot u(t - 2k x_1) \cdot \right. \\
& \left( +\Gamma_{dc} \left\{ \sin(\omega_0 (t - 2k x_1)) * g(\alpha_0 x_1, t - 2k x_1, \tau_0) \right\} \right. \\
& - \frac{1 + \Gamma_{dc}}{A\alpha_0} (1 - (1 - A)B\alpha_0/2) \left\{ \sin(\omega_0 (t - 2k x_1)) * h(\alpha_0 x_1, (1 - A)\frac{B}{2}, t - 2k x_1, \tau_0) \right\} \\
& + \frac{1 + \Gamma_{dc}}{A\alpha_0} (1 - (1 + A)B\alpha_0/2) \left\{ \sin(\omega_0 (t - 2k x_1)) * h(\alpha_0 x_1, (1 + A)\frac{B}{2}, t - 2k x_1, \tau_0) \right\} \\
& \left. \left. \right) \right]
\end{aligned}
\tag{4.61}$$

avec  $*$  le produit de corrélation entre ces fonctions.

Les résultats numériques seront donnés pour une ligne de longueur  $x_1 = 50 \text{ m}$  et de caractéristiques linéiques ( $R_0 = 0,1 \Omega/m$ ,  $G = 0S/m$ ,  $L = 0,25 \mu H/m$ ,  $C = 100 \text{ pF}/m$  et  $\tau_0 = 4 \mu s$ ). Ces résultats sont fournis par les mesures expérimentales présentées au paragraphe 4.7.2.2.

On choisit les impédances d'entrée et de charge  $Z_e = Z_c$  et  $Z_u = R_u$  avec  $R_u = 2k\Omega$ . La tension d'entrée ainsi que sa décomposition en ondelettes *db5* niveau 1 est donnée sur la figure 4.23.

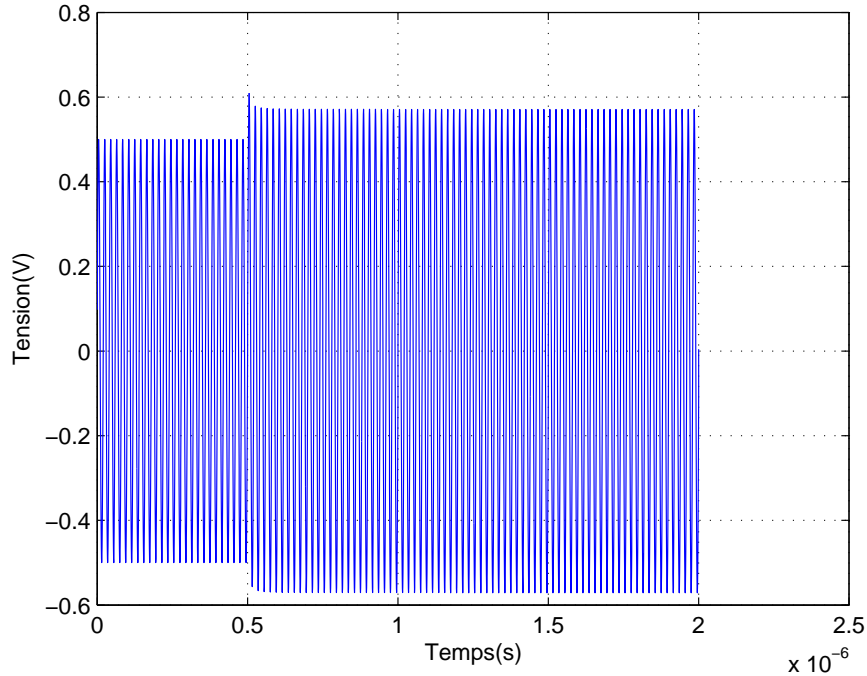


FIGURE 4.22 – *Tension d'entrée*

La décomposition en ondelettes, permet de déterminer l'instant de changement d'état  $t_1 = 0,5 \mu s$ . A partir des caractéristiques de la ligne avec pertes variables, on peut déduire sa longueur  $x_1 = t_1/2k = 0,5 \cdot 10^{-6}/(2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 50 \text{ m}$  pour une valeur de  $50 \text{ m}$ .

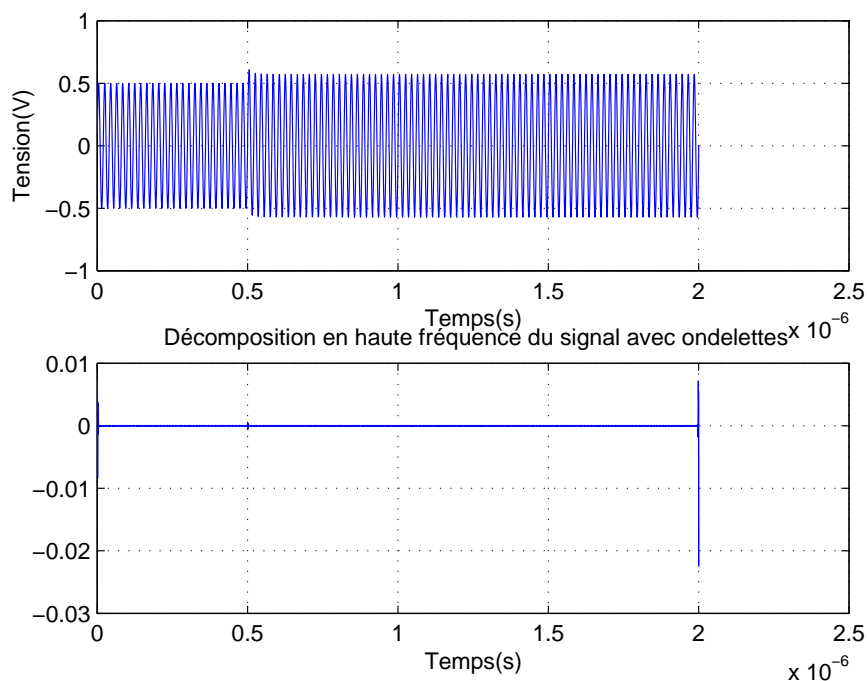


FIGURE 4.23 – Tension d'entrée et sa décomposition en ondelettes db5 niveau 1

On applique la méthode de Matrix Pencil à la tension d'entrée et on réalise le suivi temporel des pôles et des résidus (voir figure 4.24).

On vérifie l'existence des deux pôles  $0 \pm \omega_0 j$  représentés par " \* " et " o " avant la réflexion. A partir de l'instant de changement d'état, un nouveau pôle représenté par " + " s'ajoute avec son résidu associé. Ce pôle correspond à la charge ainsi qu'à la ligne présentant des pertes variables. On remarque que dans ce cas la détermination des expressions théoriques des pôles et des résidus devient de plus en plus complexe et que les premières réflexions sont les plus pertinentes pour l'identification des charges.

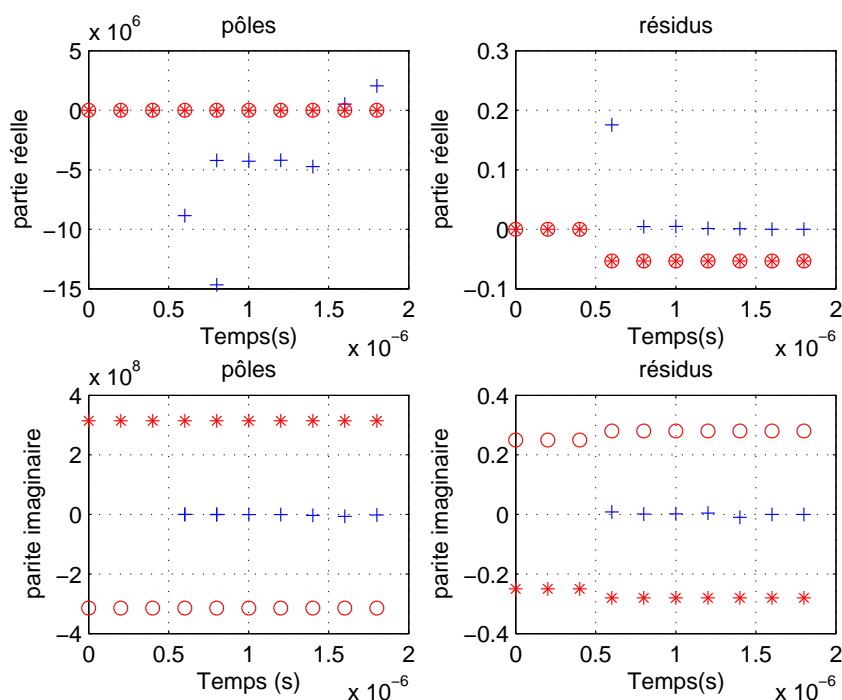


FIGURE 4.24 – Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés

## 4.7 Détermination expérimentale des paramètres linéiques

Une maquette de mesure a été élaborée pour analyser le phénomène de propagation dans les câbles de transport de l'énergie avec prise en compte de l'effet de peau. Ces mesures concernent les caractéristiques physiques du câble dont l'inductance, la capacité, la résistance et la conductance en fonction de la fréquence.

Tout d'abord, nous avons cherché à extraire les paramètres linéiques  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $G$  du câble et déduit la vitesse de propagation et l'impédance caractéristique. Afin de valider les résultats obtenus, nous avons utilisé trois essais, un en circuit ouvert, un en court-circuit et un sur une charge de  $50\Omega$ .

L'outil expérimental de base a été un analyseur un réseau qui a permis de déterminer les coefficients de réflexion à l'entrée de la maquette de mesures. A partir de ces coefficients, nous avons extrait les paramètres linéiques en fréquentiel.

La procédure pour accéder à ces paramètres se fait en trois étapes :

1. L'étape 1 consiste à mesurer à l'aide de l'analyseur de réseau le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne quand celle-ci est en circuit ouvert, on le notera  $\Gamma_1$ .
2. L'étape 2 consiste à mesurer à l'aide de l'analyseur de réseau le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne quand celle-ci est en court circuit, on le note  $\Gamma_2$ .

3. L'étape 3 consiste à déduire pour chacune des mesures, l'impédance ramenée à l'entrée qu'on note  $\Gamma_{co}$  pour  $\Gamma_1$  et  $\Gamma_{cc}$  pour  $\Gamma_2$ .

Un traitement approprié permettra d'accéder aux paramètres linéiques du câble.

#### 4.7.1 Extraction des paramètres linéiques

L'impédance d'entrée d'une ligne bifilaire est donnée par la théorie des lignes de transmission [71, 77] :

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_u + Z_o \th(\gamma x)}{Z_o + Z_u \th(\gamma x)} \quad (4.62)$$

$\gamma$  est la constante de propagation,  $Z_u$  est l'impédance de la charge,  $x$  la longueur de la ligne et  $Z_o$  l'impédance caractéristique.

Le coefficient de réflexion  $\Gamma_{in}$  mesuré par l'analyseur de réseau est relié à  $Z_{in}$  par :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o} \quad (4.63)$$

Les charges qui correspondent aux essais de mesures pour la détermination des paramètres sont  $Z_u = 0$ ,  $Z_u = \infty$  et  $Z_u = 50\Omega$ .

Nous avons utilisé trois méthodes pour cette détermination.

##### 4.7.1.1 Méthode de mesures à partir d'essais en circuit ouvert et en court circuit

On effectue deux essais, l'un avec la ligne en circuit-ouvert et l'autre avec la ligne en court-circuit à l'extrémité  $x$ .

Pour une ligne en court circuit :

$$Z_{in} = Z_{cc} = Z_o \th(\gamma x) \quad (4.64)$$

Pour une ligne en circuit ouvert :

$$Z_{in} = Z_{co} = Z_o \coth(\gamma x) \quad (4.65)$$

Le produit l'Eq. 4.64 et 4.64 donne :

$$Z_o = \sqrt{Z_{cc} Z_{co}} \quad (4.66)$$

$$\gamma = \frac{\text{arcth} \sqrt{Z_{cc}/Z_{co}}}{x} \quad (4.67)$$

#### 4.7.1.2 Méthode de mesures à partir d'essais en circuit-ouvert et sur une charge de $50\Omega$

On effectue deux essais, l'un en circuit-ouvert et l'autre sur la ligne chargée par  $z_u = 50\Omega$ .

Pour l'essai en circuit-ouvert :

$$Z_{in} = Z_{co} = Z_o \coth(\gamma x) \quad (4.68)$$

Et pour l'essai sous  $50\Omega$  :

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_u + Z_o \th(\gamma x)}{Z_o + Z_u \th(\gamma x)} = Z_{50} \quad (4.69)$$

En introduisant l'Eq. 4.68 dans 4.69, on obtient :

$$Z_{50} = \frac{Z_{co}Z_u + Z_o^2}{Z_{co} + Z_u} \quad (4.70)$$

#### 4.7.1.3 Méthode de mesures à partir d'essais en court-circuit et sur $50\Omega$

On effectue deux essais, l'un en court-circuit et l'autre en chargeant avec  $z_u = 50\Omega$ .

Pour une ligne en court-circuit :

$$Z_{in} = Z_{cc} = Z_o \th(\gamma x) \quad (4.71)$$

Et pour l'essai sous  $50\Omega$  :

$$Z_{in} = Z_{50} \quad (4.72)$$

En introduisant l'Eq. 4.72 dans 4.69, on obtient :

$$Z_{50} = Z_o^2 \frac{Z_u + Z_{cc}}{Z_o^2 + Z_u Z_{cc}} \quad (4.73)$$

D'où :

$$Z_o = \sqrt{\frac{Z_u Z_{cc} Z_{50}}{Z_{cc} + Z_u - Z_{50}}} \quad (4.74)$$

Pour les trois méthodes utilisées, l'extraction des paramètres  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $G$  nécessite seulement la connaissance de  $Z_o$  et  $\gamma$ .

En effet, sachant que  $Z_o = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$  et  $\gamma = \sqrt{ZY}$ , où  $Z$  et  $Y$  sont respectivement l'impédance et l'admittance linéique de la ligne, on déduit :

$$Z = Z_o \gamma \quad \text{et} \quad Y = \frac{\gamma}{Z_o} \quad (4.75)$$

Où

$$Z = R(f) + jL\omega \quad \text{et} \quad Y = G + jC\omega \quad (4.76)$$

D'autre part  $\gamma = \alpha + j\beta$ , où  $\alpha$  et  $\beta$  représentent l'atténuation et la constante de phase et sont reliés à  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $G$  par :

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \left( \sqrt{(R^2 + L^2\omega^2)(G^2 + C^2\omega^2)} + RG - LC\omega^2 \right)} \quad (4.77)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \left( \sqrt{(R^2 + L^2\omega^2)(G^2 + C^2\omega^2)} - RG + LC\omega^2 \right)} \quad (4.78)$$

En hautes fréquences,  $\alpha$  et  $\beta$  seront approximés par :

$$\alpha_{HF} \approx \frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}} + \frac{G\sqrt{L}}{2\sqrt{C}} \approx \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2} \quad (4.79)$$

$$\beta_{HF} \approx \omega\sqrt{LC} \approx \frac{\omega}{k} \quad (4.80)$$

si les conditions  $L\omega \gg R$  et  $C\omega \gg G$  sont respectées.

## 4.7.2 Résultats expérimentaux

Soit un câble non blindé à deux conducteurs internes de longueur  $x = 3m$  et isolé par un diélectrique (figure 4.25) fermé sur une charge  $Z_u$ . Ce câble est alimenté par un générateur de tension  $E$  et d'impédance interne  $Z_e = 50\Omega$ .

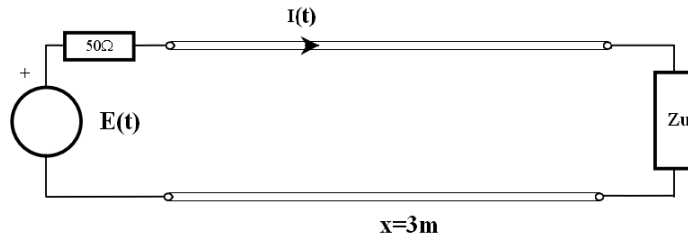


FIGURE 4.25 – Configuration des essais pour la mesure du coefficient de réflexion à l'entrée

### 4.7.2.1 Mesure de l'atténuation, de la constante de phase, des rapports $\sqrt{\frac{R}{G}}$ et $\sqrt{\frac{L}{C}}$

En effectuant séparément les trois essais  $Z_u = 0$ ,  $Z_u = \infty$  et  $Z_u = 50\Omega$ , on dispose des valeurs du coefficient de réflexion  $\Gamma$  à l'entrée pour les trois essais. On déduira alors suivant la démarche décrite au paragraphe 4.7.1,  $Z_o$  et  $\gamma$  pour les trois méthodes.  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $G$  sont alors déduits à partir des équations (Eq. 4.75-4.80).

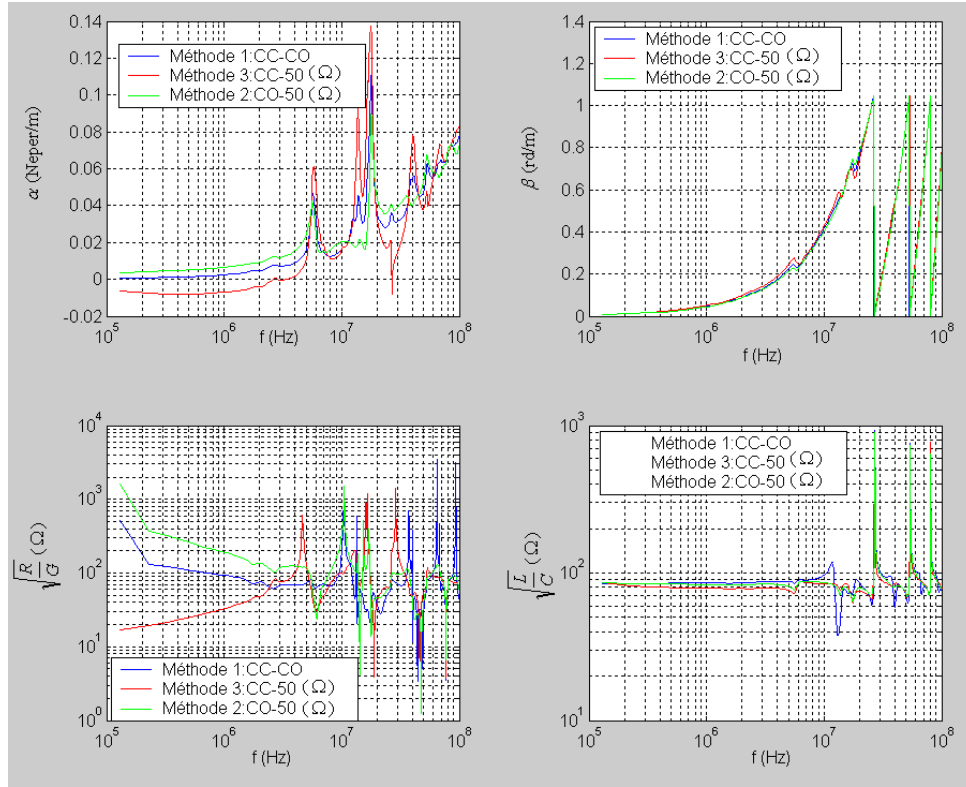


FIGURE 4.26 – Atténuation, constante de phase,  $\sqrt{\frac{R}{G}}$  et  $\sqrt{\frac{L}{C}}$  d'un câble de 3m

La figure 4.26 présente l'atténuation, la constante de phase, les rapports  $\sqrt{\frac{R}{G}}$  et  $\sqrt{\frac{L}{C}}$  pour les trois méthodes.

Nous remarquons que pour l'ensemble des mesures, des phénomènes de résonance apparaissent aux fréquences élevées ce qui perturbe fortement les résultats.

Pour l'essai en court-circuit (Eq.4.64), les fréquences de résonances sont données par  $th(\gamma x) = 0$ . En approximant  $\gamma \approx j\beta = j2\pi f/\nu$ , on déduit :

$$f = \frac{(2k+1)\nu}{4x} \quad \text{pour } k = 0, 1, \dots$$

Pour l'essai en circuit-ouvert (Eq.4.65), les fréquences de résonances sont données par :

$$f = \frac{k\nu}{2x} \quad \text{pour } k = 0, 1, \dots$$

Sachant que  $\nu = 1,5 \cdot 10^8 \text{ m/s}$  est déduite de la courbe de la vitesse de propagation de la figure 4.27, les premières fréquences de résonance sont alors : 12,5 MHz, 25 MHz, 37,5 MHz, 50 MHz. L'observation du rapport  $\sqrt{\frac{R}{G}}$  et  $\sqrt{\frac{L}{C}}$  montre que ces deux valeurs sont du même ordre de grandeur dans la zone des faibles fréquences. L'affaiblissement  $\alpha$  dépend légèrement de la fréquence dans cette gamme

(l'atténuation serait alors indépendante de la fréquence si la condition  $\frac{R}{G} = \frac{L}{C}$  est réalisée). D'autre part, il apparaît une très bonne concordance des trois méthodes quand on s'intéresse à la constante de phase ou à l'impédance caractéristique simplifiée. Notons que nous observons une impédance caractéristique de  $80\Omega$  pour le câble étudié (figure 4.26).

#### 4.7.2.2 Mesure de la vitesse de propagation $\nu$ , de l'inductance $L$ , de la capacité $C$ et de la résistance $R$

A partir des courbes de la figure 4.27, nous déduisons les valeurs approximatives en basses fréquences de la vitesse de propagation  $\nu = 1,5 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ , de l'inductance  $L = 0,6 \mu\text{H/m}$ , la capacité  $C = 80 \text{ pF/m}$  et de la résistance  $R = 4 \Omega/\text{m}$  en prenant en compte la partie haute fréquence.

Il apparaît une assez bonne concordance des trois méthodes quand on s'intéresse à la vitesse de propagation et à l'inductance.

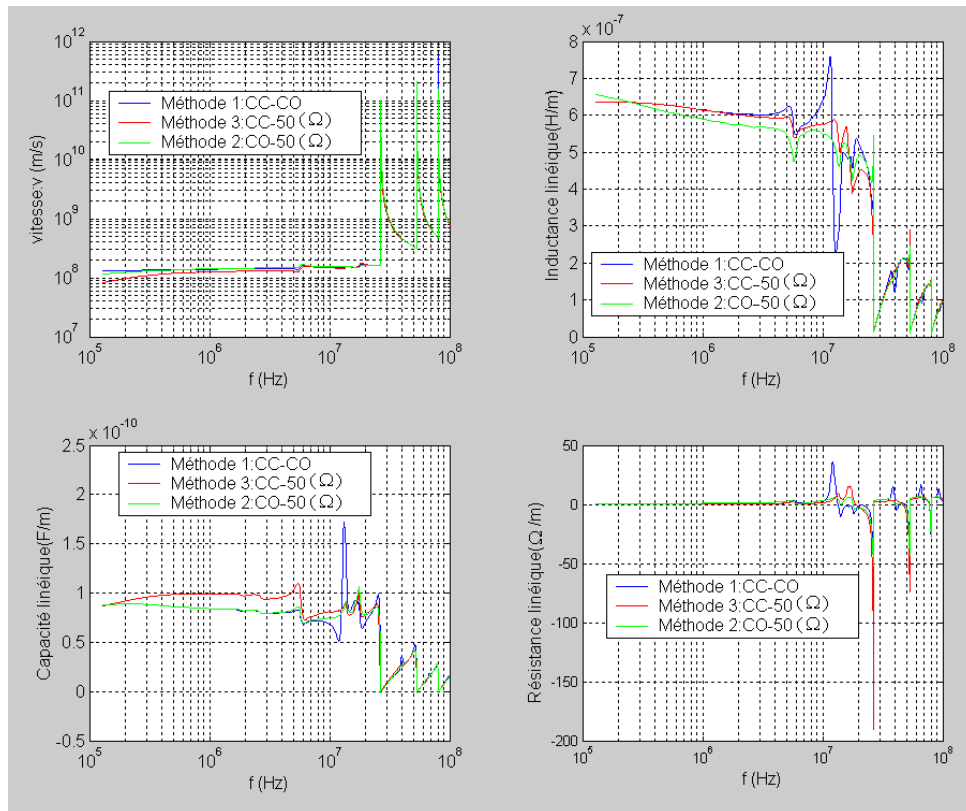


FIGURE 4.27 – Vitesse de propagation, inductance, capacité, résistance d'un câble de 3m

Il est clair que les trois méthodes donnent des résultats très voisins, elles présentent toutefois des différences au niveau des atténuations compte tenu des difficultés de mesures et des problèmes de répétabilité. Le choix de la méthode directe co-cc est plus recommandé.



### 4.7.3 Identification d'une charge à partir des mesures du coefficient de réflexion issues de l'analyseur de réseau

On place une charge  $Z_u = 50\Omega$  et on souhaite la retrouver à partir de la mesure du coefficient de réflexion à l'entrée  $\Gamma_{in}$  ; De celui-ci, on déduit  $Z_{in} = Z_o \frac{\Gamma_{in} + 1}{\Gamma_{in} - 1}$ . D'autre part  $Z_{in}$  est fonction de  $Z_u$  tel que :

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_u + Z_o \operatorname{th}(\gamma x)}{Z_o + Z_u \operatorname{th}(\gamma x)}$$

A partir de la figure 4.28, en dehors des zones de résonance, on retrouve bien la résistance de charge recherchée de  $50\Omega$ .

Sur la figure 4.29, on confirme que la partie imaginaire de l'impédance de charge est nulle en dehors des zones de résonance fortement perturbées.

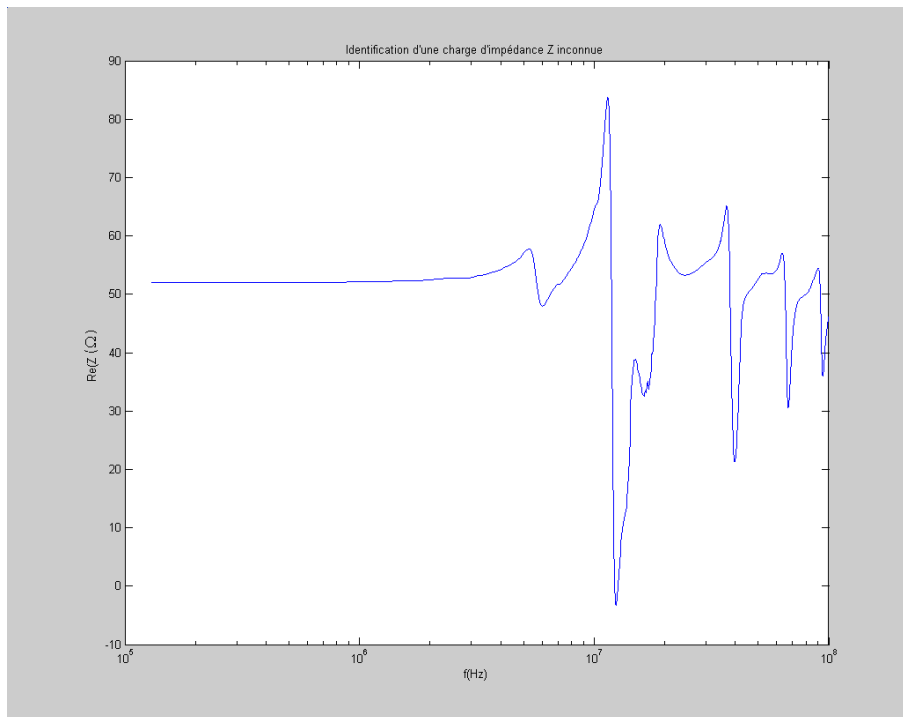
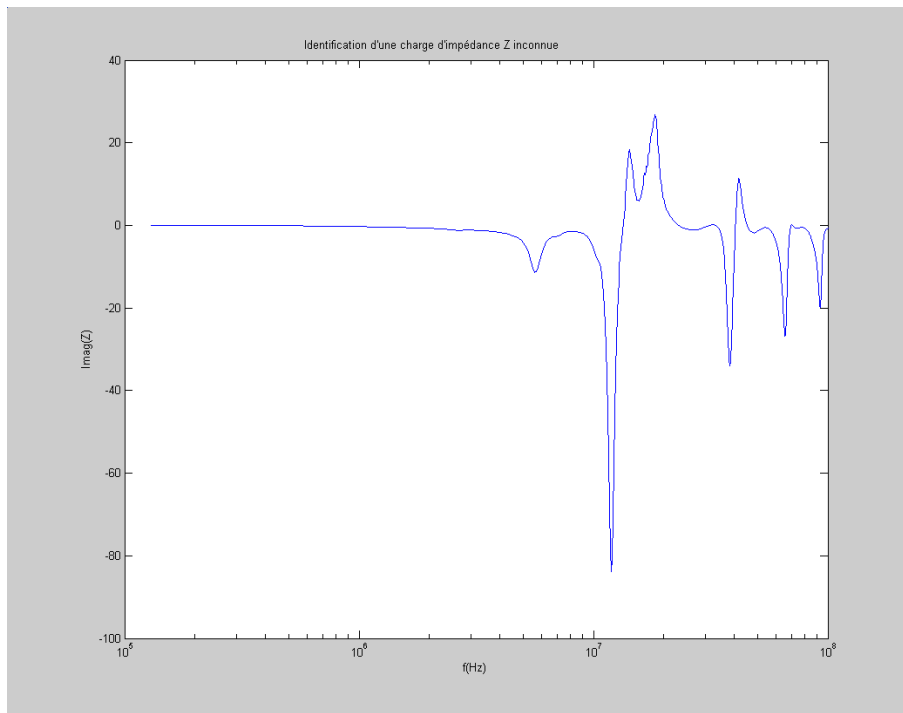


FIGURE 4.28 – *Partie réelle de la charge résistive à identifier*

FIGURE 4.29 – *Partie imaginaire de la charge résistive à identifier*

## 4.8 Conclusion

La caractérisation de la charge en termes de pôles et de résidus est similaire en mode localisé qu'en mode propagatif. En plus de cette caractérisation, la méthode propagative offre la possibilité d'identifier les charges en présence et permet de connaître l'emplacement de chaque charge sur le réseau électrique considéré. Nous avons pu le confirmer grâce à quelques cas simples.

A travers ces résultats, les instants de changement de niveau nous renseignent sur la position géographique des charges et leur état (On ou Off). Les niveaux nous renseignent quant à eux sur les coefficients de réflexion et sur la nature des charges.

La méthode de Matrix Pencil est appliquée actuellement sur des fenêtres de  $20ns$  de largeur, les charges seront donc localisées avec une précision de  $3m$ . Une solution nous permettra de remédier à cette incertitude de position sans augmenter le fréquence d'échantillonnage. En effet, avec la méthode de Matrix Pencil, on est capable d'isoler la fenêtre qui correspond à l'instant de retour de la réflexion. Un traitement complémentaire de Matrix Pencil pourra être appliqué sur des fenêtres glissantes d'un pas d'échantillonnage afin d'identifier au mieux le début de la réflexion. La précision sera dans ce cas de l'ordre de la fréquence d'échantillonnage, soit  $0,625ms$ .

Dans tous les cas étudiés, une installation adaptée à l'entrée  $\Gamma_e = 0$  réduit la complexité des calculs et

réduit les réflexions multiples en provenance du premier tronçon de ligne après la source. Dans le cas contraire, ce terme rentrera dans le calcul et fera accroître la difficulté d'exprimer les pôles et les résidus dans le cas des lignes à pertes variables ou à pertes constantes.

En pratique, on se rend compte que l'étude des premières réflexions suffit à identifier les charges en présence et à les localiser avec précision. Nous pensons que la prise en compte de la propagation devrait enrichir la base de données issue de l'approche localisée afin d'identifier les usages et leurs consommations.

## Chapitre 5

# Implémentation et validation expérimentale

### Sommaire

---

<b>5.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>164</b>
<b>5.2</b>	<b>Le prototype COPUS</b>	<b>164</b>
<b>5.3</b>	<b>Algorithme d'identification</b>	<b>166</b>
<b>5.4</b>	<b>Validation de notre démarche sur le prototype</b>	<b>171</b>
5.4.1	Cas du radiateur électrique	171
5.4.2	Cas de la lampe halogène	173
5.4.3	Cas de charges à consommation cumulée	175
<b>5.5</b>	<b>Implémentation temps réel de la méthode de Matrix Pencil</b>	<b>177</b>
<b>5.6</b>	<b>Validation dans la maison domotique</b>	<b>179</b>
5.6.1	Le chauffage :	181
5.6.2	Le ballon d'eau chaude :	182
5.6.3	Éclairage :	183
5.6.4	Charges en parallèle	184
5.6.5	Méthode simple de classification	185
<b>5.7</b>	<b>Conclusion</b>	<b>188</b>

---

## 5.1 Introduction

Le volet applicatif de ma thèse consiste à prouver la faisabilité de la fonction d'identification et son intégration dans un environnement de comptage d'énergie. Une maquette, de fonctionnalités basiques, offrant une plateforme pour recevoir les algorithmes d'identification a été conçue. Elle comporte un compteur capable de donner en temps réel la consommation de charges élémentaires.

Comme démontré dans le paragraphe 3.3, la méthode de Matrix Pencil représente la charge enclenchée quelque soit son ordre par un ensemble de pôles et de résidus. En y rajoutant les valeurs singulières, nous générons une signature temporelle qui identifie cette charge. Le pas de temps est cette fois-ci la fenêtre de traitement.

Comme précisé dans le cahier des charges, nous avons porté notre attention sur les quatre usages suivants : Éclairage, Chauffage, Eau chaude Sanitaire (ECS) et Autres.

Ce chapitre présente les travaux d'implémentation et leur validation conformément à l'étude préliminaire présentée dans les chapitres précédents. L'application industrielle du projet est de tester l'efficacité de la fonction d'identification de la consommation d'électricité par usages ainsi que son intégration dans un compteur électrique. L'objectif de ce prototype est d'établir la faisabilité industrielle dans un compteur d'énergie électrique ayant des ressources de traitement limitées.

Comme présenté précédemment, la technique d'identification est valable quel que soit le domaine utilisé, en mode localisé ou en mode propagatif. Le choix du développement d'un prototype s'est porté sur le domaine localisé. Les phénomènes propagatifs ne sont pas pris en compte dans ce prototype à cause des contraintes technologiques. En effet, ils nécessitent l'acquisition des signaux d'entrée (courant et tension) à une fréquence d'échantillonnage de l'ordre du  $GHz$ , non réalisable à faible coût actuellement.

Le prototype réalisé chez Landis+Gyr a été testé lors d'une campagne de mesures réalisée dans la maison domotique située au centre de recherche EDF les Renardières. L'étude consiste à enregistrer les signatures des appareils, et à évaluer les performances du code implémenté dans le prototype du compteur ainsi que sa capacité à représenter fidèlement chaque charge électrique par un nombre limité de pôles et de résidus.

## 5.2 Le prototype COPUS

Ce prototype (dédié à la COnsommation Par USages : COPUS) a été réalisé chez Landis+Gyr à l'issue de l'étude de la liste des éléments nécessaires pour l'intégration des fonctionnalités d'identification de charges par usages.

L'analyse des résultats théoriques ainsi que ceux issus de la simulation ont permis dans un premier temps d'estimer les besoins en termes de puissance de calcul ainsi qu'en temps de traitement numérique, de ressources, etc. Landis+Gyr a ensuite proposé une solution technique adaptée au prototype pour la réalisation du compteur électrique intégrant des fonctions d'identification de la consommation par usages. Le

prototype reprend les fonctions d'un compteur d'énergie, mais en plus de sa fonctionnalité de compteur d'énergie électrique, il assure les nouvelles fonctionnalités d'identification de l'énergie par usages. Le dialogue avec l'utilisateur (Interface Homme Machine : IHM) est effectué via un afficheur à cristaux liquides associé à deux boutons poussoirs qui permettent de faire défiler les quatre index souhaités, ainsi qu'une liaison série communicante.

Un banc de test (figure 5.1) incorporant la maquette a été réalisé chez Landis+Gyr pour les essais internes. Le dispositif comprend le prototype de compteur et des interrupteurs commandables. Cela a d'abord permis d'effectuer les premières acquisitions à Landis+Gyr permettant la validation des différentes étapes du traitement et fournissant une première base de données à utiliser pour le test d'identification et de classification.



FIGURE 5.1 – Banc de test

Le compteur est par la suite placé seul au niveau de l'entrée de l'installation électrique de la maison domotique pour la validation finale du prototype.

L'architecture matérielle figure 5.2 du prototype fait apparaître deux parties :

- Une chaîne de mesures utilisant le capteur de mesure à effet Hall de Landis+Gyr (MMI) pour le comptage d'énergie. Cette chaîne délivre les valeurs des tensions et courants efficaces toutes les secondes, les puissances active et apparente ainsi que l'énergie (U, I, P. active, P. apparente, Energie).
- Une chaîne d'acquisition des signaux tension/courant utilisés pour l'identification et la classification.

Le prototype dispose donc d'un canal propre de mesures dédié à l'acquisition des données nécessaires à l'identification sans interaction avec les fonctions de base du compteur. Ce canal aura en charge l'acquisition des échantillons de mesure de la tension et du courant. Le choix de deux canaux de mesures, de technologies différentes, permet de corréler les résultats entre eux afin d'estimer les erreurs d'approximation liées au traitement.

Le démarrage des fenêtres d'observation peut être synchronisé avec la tension ou le courant sur un front

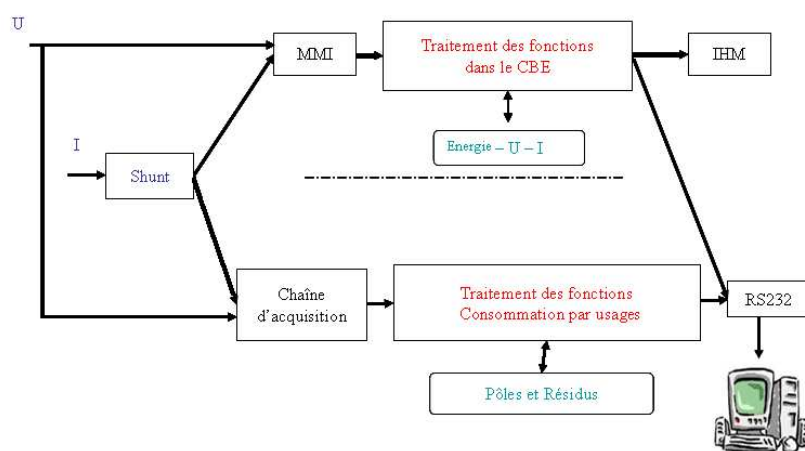


FIGURE 5.2 – Architecture du prototype COPUS

montant ou descendant. La fréquence d'échantillonnage est paramétrable ainsi que la largeur de la fenêtre. Nous avons choisi soit 16 points soit 32 points sur une durée de  $10ms$  ou  $20ms$ .

Les convertisseurs analogique / numérique codent sur 12 bits. En fonction des besoins en traitement numérique, notamment pour l'implémentation de l'algorithme de Matrix Pencil, le choix s'est porté sur le processeur SH7211 de Renesas. Ce microcontrôleur permet une optimisation de la conception ainsi qu'une intégration maximale des diverses fonctionnalités.

Le coeur de ce microcontrôleur dispose d'une architecture super scalaire et d'une architecture Harvard. Ce coeur autorisant 320 MIPS améliore grandement la vitesse d'exécution de l'application logicielle. En outre, les 32 bits du bus interne cadencé à  $160MHz$  augmentent la puissance de calcul des données. De plus, ce composant offre, les périphériques suivants : des mémoires Flash et RAM, un contrôleur d'accès direct mémoire (DMAC), deux unités timers multifonctions, une communication série avec une interface avec FIFO (FISC), un convertisseur A / N, un convertisseur N / A, un contrôleur d'interruption (INTC), des ports I / O et bus I2C interface. Afin d'accroître les performances, le microcontrôleur est couplé à une mémoire RAM statique de 1 MByte pour le stockage de données importantes. L'échange des données avec un PC est réalisé par une liaison série asynchrone de type RS232.

### 5.3 Algorithme d'identification

L'architecture du prototype COPUS, permet de satisfaire le schéma fonctionnel (figure 5.3) qui présente les différentes façons d'appliquer la méthode de Matrix Pencil. La méthode, appliquée sur des fenêtres d'observation successives dans le temps, peut être utilisée soit sur le courant instantané, soit sur la tension instantanée ou bien sur leurs produits. Les variables à suivre seront les couples pôle-résidu ainsi que les valeurs singulières issues du traitement de la SVD. Le suivi temporel des couples pôle-résidu assure la mise à jour de la consommation par usages et aide à la détection d'un changement d'état.

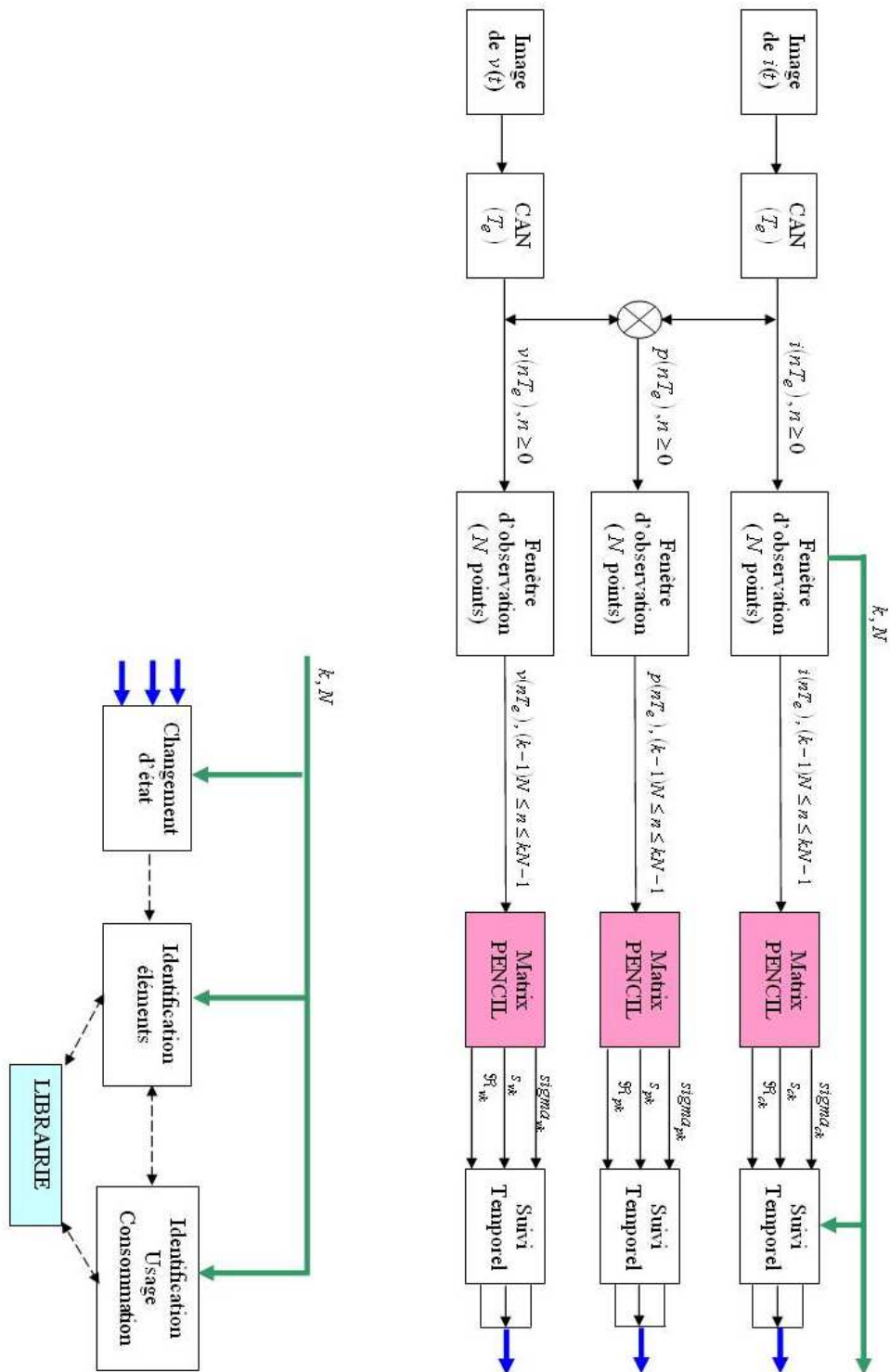


FIGURE 5.3 – schéma fonctionnel du dispositif d'identification de la consommation par usages



Un changement d'état se manifeste par une variation notée au niveau du suivi des valeurs singulières ainsi qu'au niveau des couples pôle-résidu. Cette variation correspond à la signature de la charge qui vient d'être enclenchée. Les routines de classification et de consommation par usages seront appliquées à la variation notée. La figure 5.4 décrit l'algorithme général de la routine d'identification, de suivi et de classification.

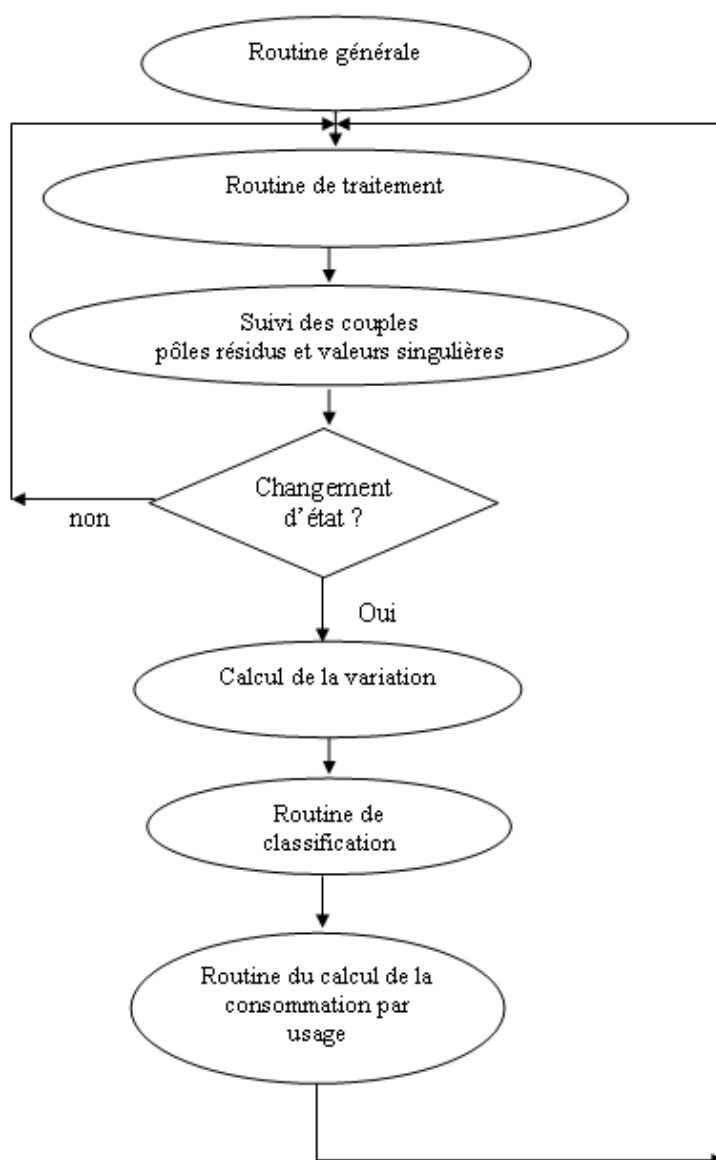


FIGURE 5.4 – *Algorithme général*

L'algorithme de la routine Matrix Pencil est présenté figure 5.5. La démarche utilisée a été présentée dans le chapitre 2. Les valeurs des échantillons acquis sur une fenêtre d'observation sont au préalable

conditionnées sous la forme d'une matrice de Hankel avant d'être traitées par la méthode de la SVD. S'il existe des charges entrain de consommer, le courant sera non nul et sera représenté par au minimum deux couples de pôle-résidu.

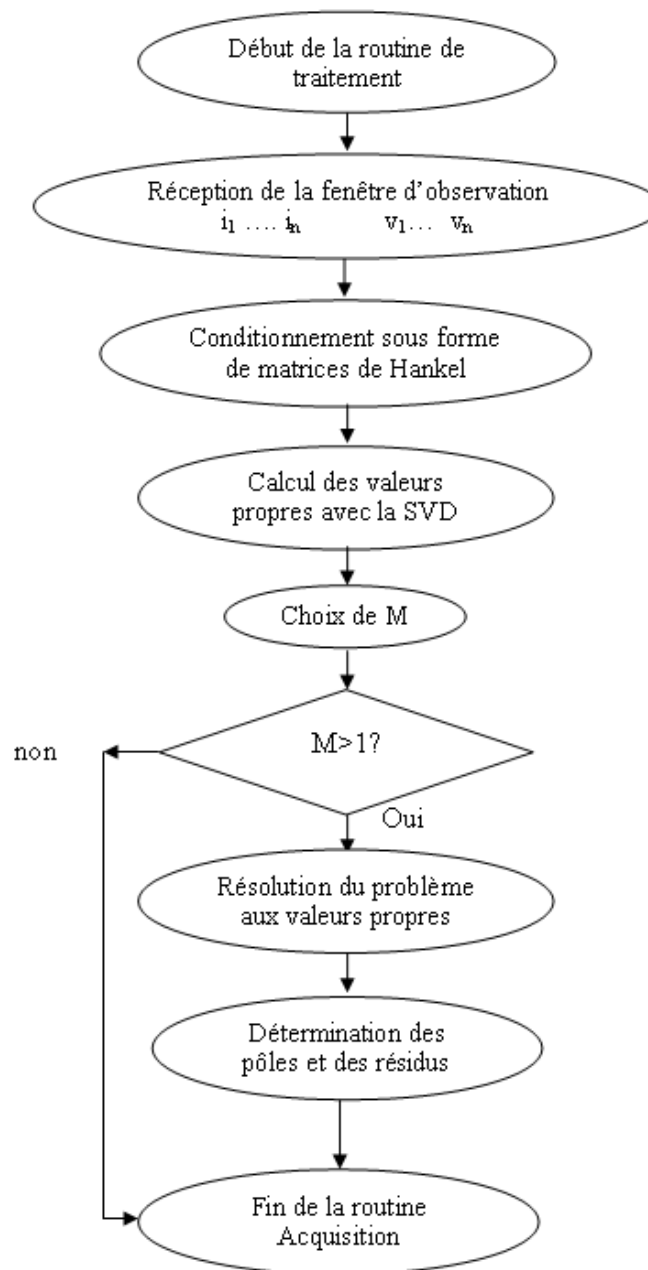


FIGURE 5.5 – *Algorithme de la routine de traitement*

Lorsqu'un changement d'état est détecté, l'algorithme de classification se déclenche (figure 5.6). La routine de classification utilise la technique de corrélation entre les variations mesurées au moment du chan-

gement d'état et la base de données. Cette base de données pré-remplie lors d'une phase d'apprentissage peut être améliorée en lui rajoutant d'autres charges.

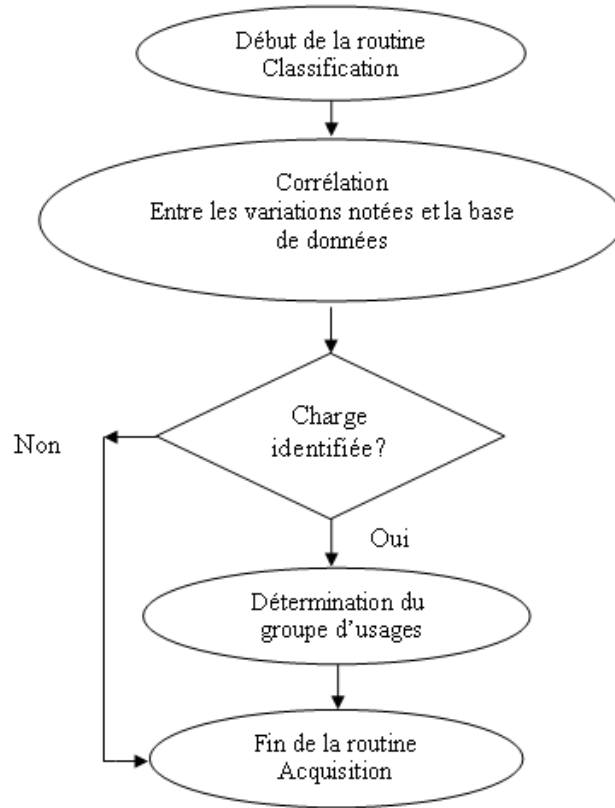


FIGURE 5.6 – *Algorithme de la routine de classification*

La dernière étape de l'algorithme consiste à déterminer la consommation par usages. Nous avons décomposé les signaux d'entrée en pôles et résidus. Ces variables vont nous être utiles pour le calcul de la puissance.

En posant  $M$  le nombre de couples de pôle-résidu  $(\mathcal{R}_i - s_i)$  issus du traitement d'une fenêtre d'observation du courant de largeur  $\Delta t$  et  $M'$  le nombre de couples pôle-résidu  $(\mathcal{R}'_{i'} - s'_{i'})$  issus du traitement de la fenêtre d'observation de tension correspondante, et en partant de la définition de base du calcul de la puissance instantanée, on démontre que la puissance active est donnée par :

$$P = \sum_{i=1}^M \sum_{i'=1}^{M'} \mathcal{R}_i \mathcal{R}'_{i'} e^{(s_i + s'_{i'})\Delta t/2} \sinhc((s_i + s'_{i'})\Delta t/2) \quad (5.1)$$

Avec  $\sinhc(x)$  le sinus hyperbolique cardinale de  $x$ . L'énergie est tout simplement liée cette puissance par  $\xi = \Delta t P$ . En pratique, la tension fournie par le réseau de distribution est souvent de bonne qualité,

elle s'écrit  $v(t) = E\sqrt{2}\sin(\omega t)$ . Il suffit de choisir  $M' = 2$  ce qui conduit aux valeurs de couples pôle-résidu suivantes :  $s'_{1,2} = \pm j\omega$  et  $\mathcal{R}'_{1,2} = \pm \frac{E\sqrt{2}}{2j}$ . La puissance consommée devient alors :

$$P = E\sqrt{2} \sum_{i=1}^M \mathcal{R}_i \left[ \frac{e^{(s_i - j\omega)\Delta t/2} \sinh((s_i - j\omega)\Delta t/2) - e^{(s_i + j\omega)\Delta t/2} \sinh((s_i + j\omega)\Delta t/2)}{2j} \right] \quad (5.2)$$

On remarque que si le courant d'entrée est sinusoïdal  $i(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega t - \phi)$ , les pôles correspondants sont  $s_{1,2} = \pm j\omega$  et  $\mathcal{R}_{1,2} = \mp I\sqrt{2} \frac{e^{\pm j\phi}}{2j}$ . A partir de l'expression de l'Eq. 5.2, on démontre que  $P = EI \cos(\phi)$ . On retrouve le résultat classique de la puissance active dans le cas permanent sinusoïdal.

## 5.4 Validation de notre démarche sur le prototype

Les premières acquisitions portent sur des appareils tels qu'un convecteur, une lampe ou un réfrigérateur. La fréquence d'échantillonnage est la même que celle utilisée dans le chapitre 3,  $F_e = 1600Hz$ .

On procède dans un premier temps à la détection des instants de changements d'état basée sur la variation des valeurs singulières. Puis, dans un second temps, le traitement par la méthode de Matrix Pencil appliqué sur des fenêtres de courant successives de  $20ms$  permet de déterminer les pôles et les résidus ainsi que la puissance moyenne consommée. Les cas des charges à consommation isolée et des charges à consommation cumulée sont traités.

### 5.4.1 Cas du radiateur électrique

Durant le temps d'acquisition de  $10s$ , un radiateur est enclenché puis déclenché successivement deux fois. La figure 5.7 montre le courant mesuré.

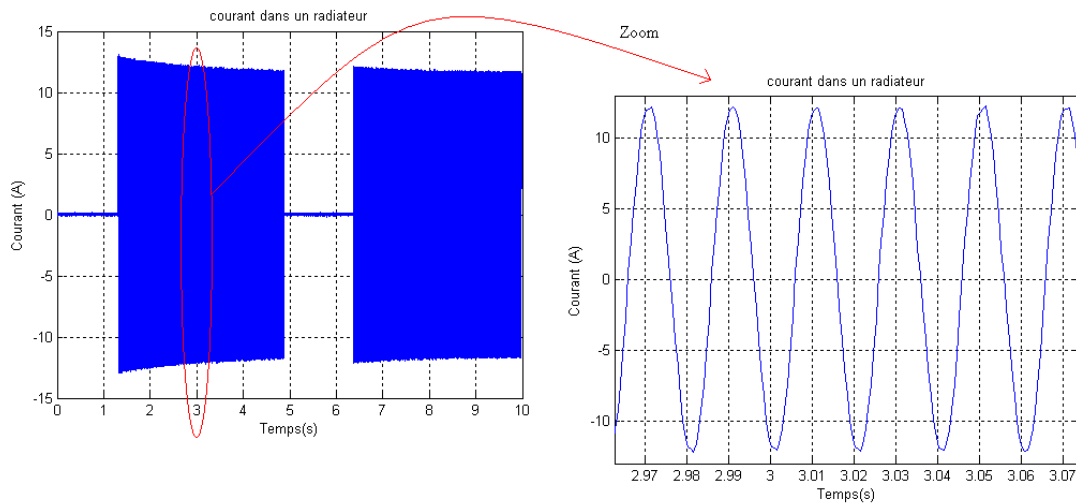


FIGURE 5.7 – Courant dans le radiateur électrique

La méthode de Matrix Pencil est alors appliquée sur ce signal. La figure 5.8 représente le suivi temporel de la première valeur singulière.

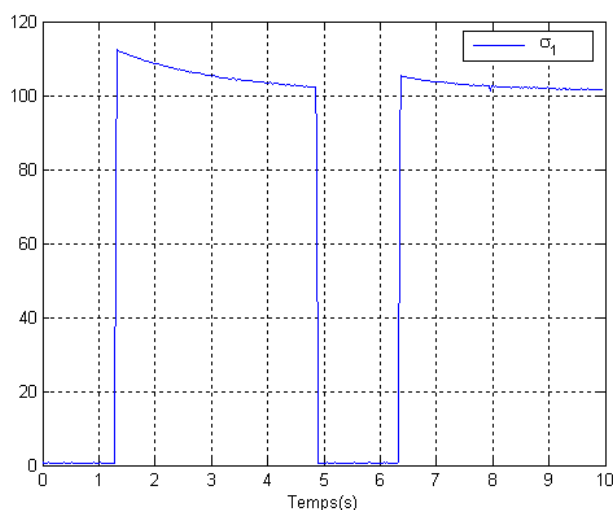


FIGURE 5.8 – Suivi temporel de la première valeur singulière

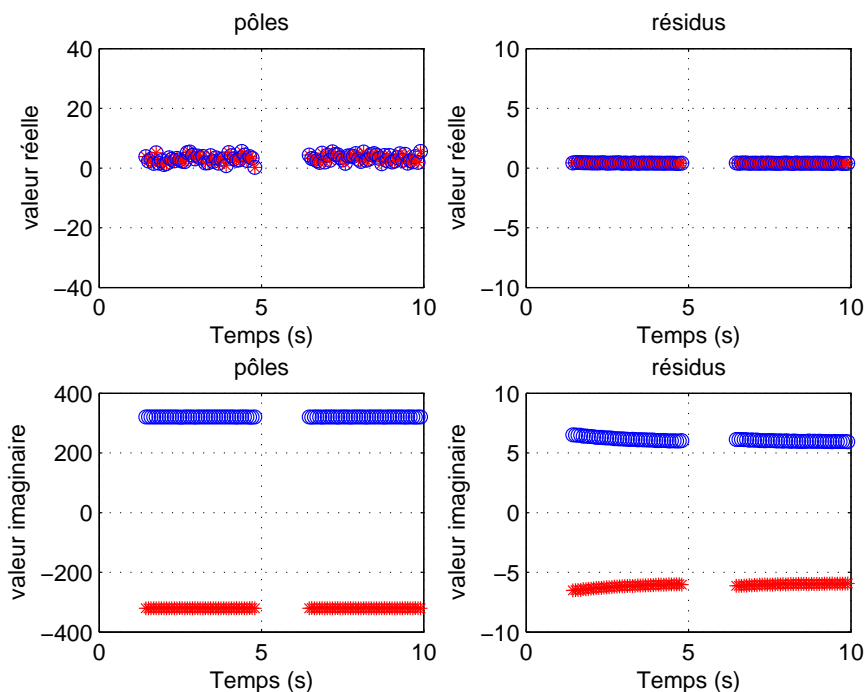


FIGURE 5.9 – Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés du courant consommé par le radiateur

La variation de l'amplitude de la première valeur singulière suit la variation de l'amplitude du courant. Les variations brutales de cette valeur singulière indiquent les instants de changement d'état et précisent

la nature de ces changements (mise sous tension ou hors tension). Une mise sous tension puis hors tension répétée deux fois apparaît clairement aux instant  $1s$ ,  $4s$ ,  $8s$ ,  $7s$  et  $9,6s$ . A la suite de ce traitement, la méthode de Matrix Pencil sera appliquée juste aux fenêtres dont la première valeur singulière est non nulle. Le suivi temporel des pôles et des résidus est représenté figure 5.9.

La fréquence d'excitation du secteur est d'environ  $f = 50Hz$ , elle est traduite par les pôles  $s_{1,2} = 0 \pm j2\pi f$  représentés par " \* " et " o ". L'absence de pôle lié au régime libre ainsi que les résidus du régime forcé à partie réelle nulle, indique la présence d'une charge à nature résistive.

Pour retrouver la valeur de la résistance, on utilise l'expression théorique des résidus du paragraphe 3.3.1 du chapitre 3. D'après le tableau 3.2, l'expression des résidus est  $\mathcal{R}_{1,2} = \mp \frac{E\sqrt{2}}{2R}j = 0 \mp 6,6j$ , on déduit la valeur de la charge résistive  $R = 24\Omega$ . La puissance consommée est déterminée en utilisant l'Eq. 5.2 en considérant que la tension est sinusoïdale et de valeur efficace  $E = 230V$  ; On trouve alors  $P = 2,20kW$  pour une puissance nominale de  $2KW$ .

### 5.4.2 Cas de la lampe halogène

La lampe halogène est enclenchée puis déclenchée successivement deux fois durant le temps d'acquisition de  $10s$ . La figure 5.10 donne le courant mesuré.

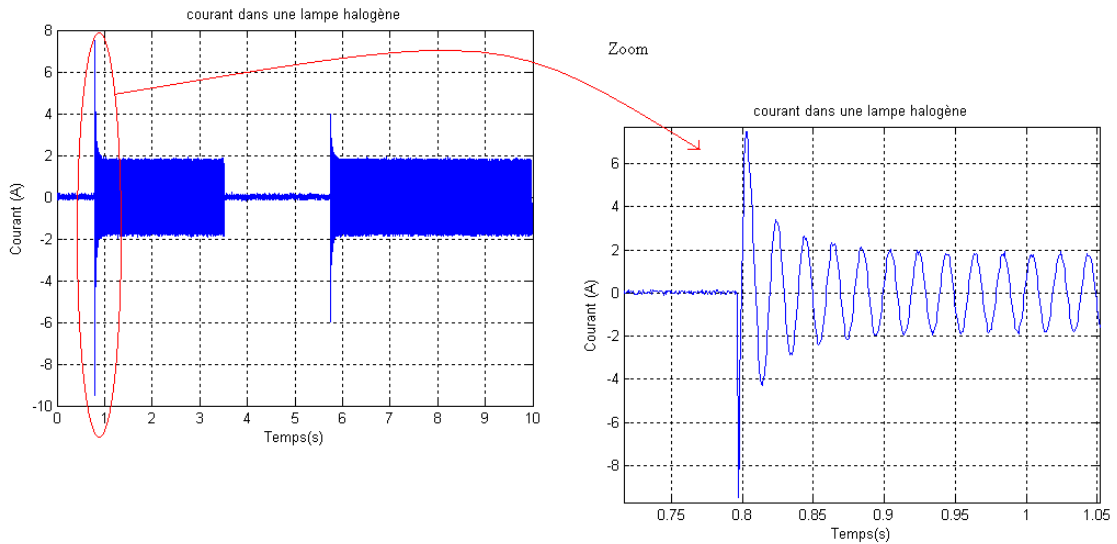


FIGURE 5.10 – Courant de la lampe halogène

Les suivis temporels de la variation de la première valeur singulière et des couples pôle-résidus issus du traitement sur le courant sont donnés figure 5.11 et 5.12 respectivement. Les appels de courant se traduisent par des pics au niveau de la valeur singulière.

Les pôles  $s_{1,2} = 0 \pm j2\pi f$  représentés par " \* " et " o " correspondent à la fréquence d'excitation. L'analyse des valeurs des résidus en mode établi  $\mathcal{R}_{1,2} = 0 \mp 0,92j$  permet de conclure que la charge est

résistive de valeur  $R = 174\Omega$ . La puissance consommée est dans ce cas de l'ordre de  $P = 277W$  (Eq. 5.2) pour une puissance nominale de  $300W$ .

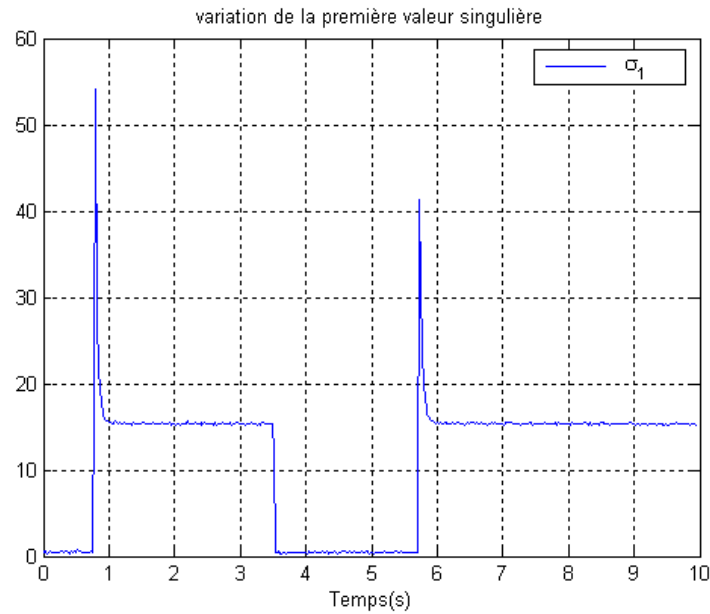


FIGURE 5.11 – Suivi temporel de la première valeur singulière

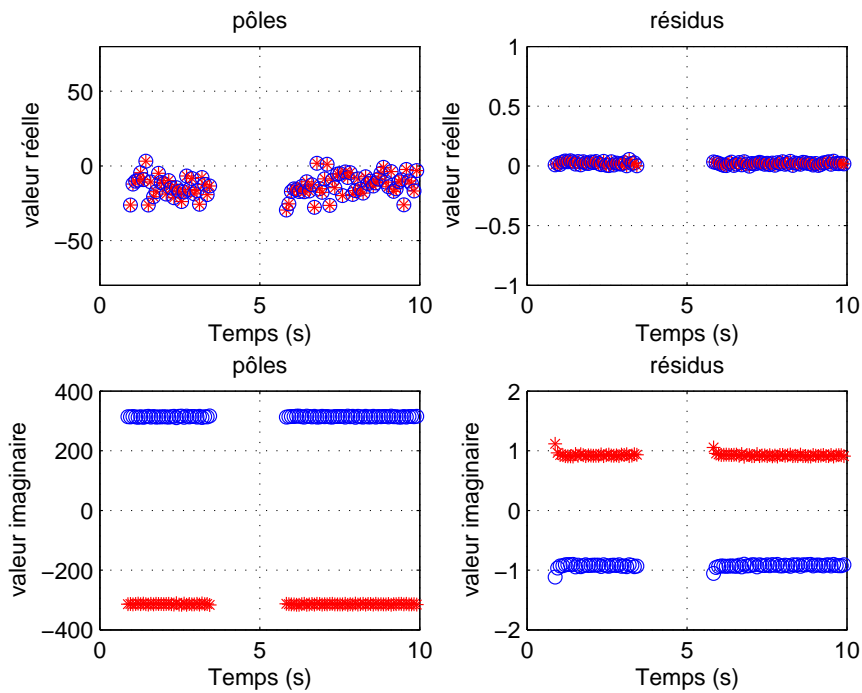


FIGURE 5.12 – Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés du courant consommé par le radiateur

On notera que la lampe halogène présente une phase transitoire. Cette phase correspond à son échauffement qui se traduit par un accroissement de la résistance équivalente en fonction de la température. Le second pic de la première valeur singulière est moins important puisque la lampe n'a pas eu le temps de revenir à la température ambiante.

### 5.4.3 Cas de charges à consommation cumulée

Durant le temps d'acquisition de 10s, la lampe halogène est continuellement sous tension. Le radiateur est mis sous tension puis hors tension successivement. La figure 5.13 montre le courant mesuré.

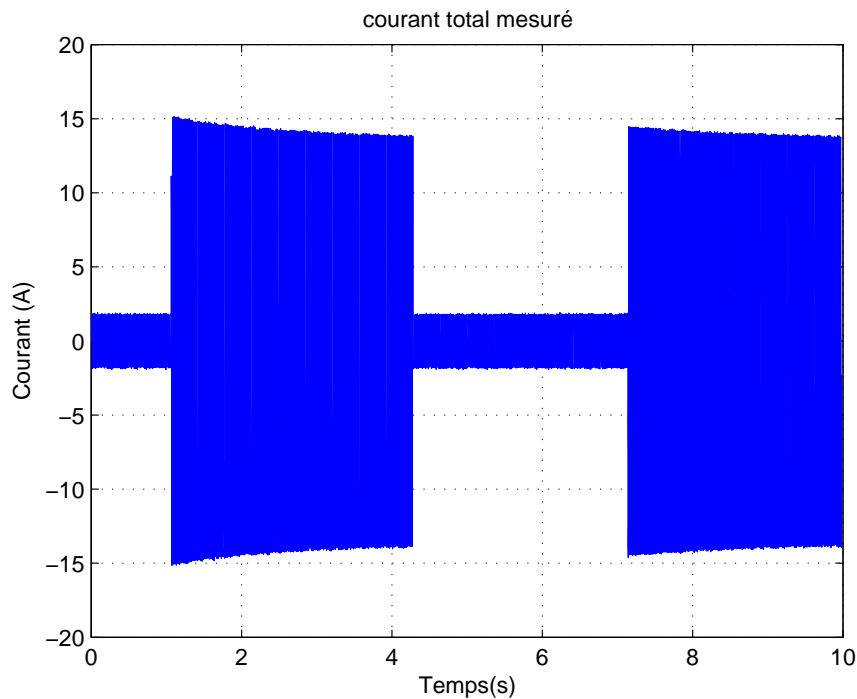


FIGURE 5.13 – *Courant cumulé mesuré*

Le suivi temporel de la première valeur singulière reflète celui de l'enveloppe du courant. Les quatre changements d'états sont bien identifiés au niveau de la variation des valeurs singulières. Chaque variation est suivie d'un test qui permet de différencier une mise sous tension (variation positive) ou une mise hors tension (variation négative). Lors des changements d'état les résidus correspondant au régime forcé s'ajoutent algébriquement, ceux correspondant au régime libre apparaissent séparément.

Au début de l'acquisition, la charge représentée par les deux pôles  $0 \pm j\omega$  et leurs résidus associés correspond à une charge résistive de puissance  $P \approx 277W$  qui fonctionne continuellement. Une transition positive de la première valeur singulière est accompagnée par la variation des résidus liés au régime forcé  $\Delta\mathcal{R}_{1,2} \approx 0 \mp 6,6$  entre l'instant 1s et 4,3s ainsi qu'entre 7,2s et la fin de l'acquisition.



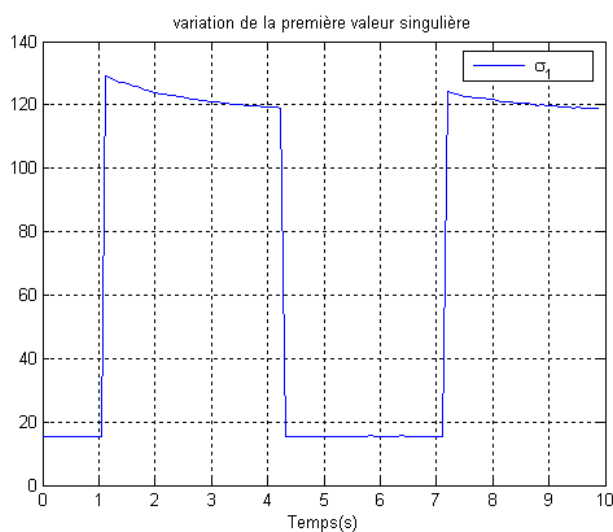


FIGURE 5.14 – Suivi temporel de la première valeur singulière

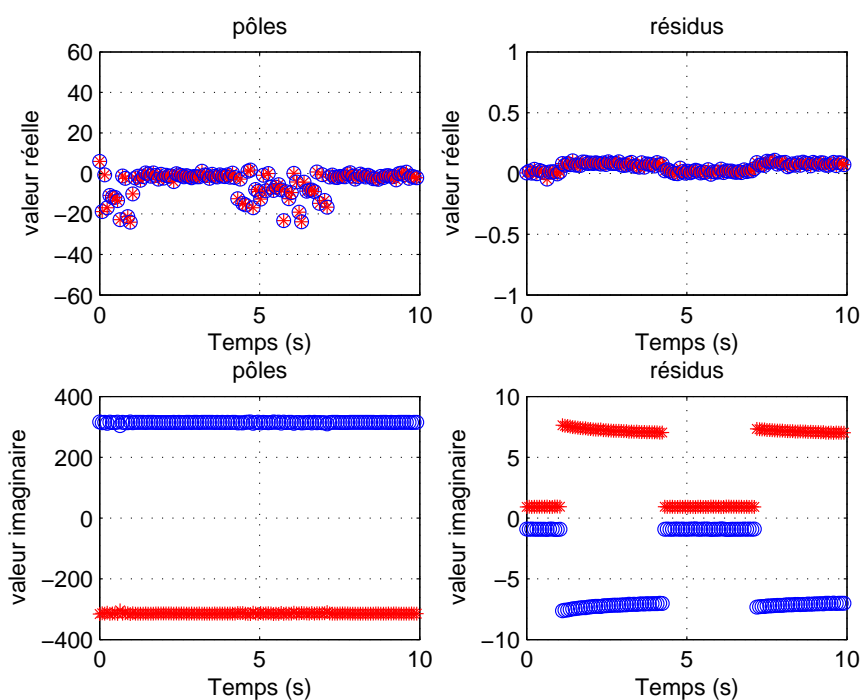


FIGURE 5.15 – Suivi temporel des pôles et des résidus normalisés du courant total

La puissance totale consommée par les deux charges varie entre 2300W et 2150W. On observe ici une importante variation de la valeur de la puissance instantanée sans qu'il n'y ait un changement d'état. La répétition de plusieurs scénarios de mise sous tension et hors tension de cette charge (en occurrence sur le radiateur) montre que les valeurs des résidus dépendent de l'historique de fonctionnement de cette

charge et en particulier du temps de repos avant la mise sous tension. Lorsque l'appareil est mis sous tension après un temps suffisamment grand de repos, on obtient toujours les mêmes valeurs des résidus, ce qui correspond au retour des paramètres physiques à l'état initial.

La première valeur singulière, les pôles et les résidus normalisés peuvent donc être considérés comme des paramètres caractéristiques et ainsi contribuer à construire la bibliothèque qui va nous permettre par la suite d'identifier les usages et de les classer.

## 5.5 Implémentation temps réel de la méthode de Matrix Pencil

La conception logicielle est découpée en quatre parties :

- Choix de la fenêtre d'observation,
- Traitement par la méthode de Matrix Pencil,
- Détection d'un changement d'état, suivi temporel des pôles et résidus, et classification,
- Calcul de la consommation par usages.

Le choix de la fenêtre d'observation a été testé et validé dans les chapitres précédents. Les fenêtres d'observation peuvent être d'une largeur multiple ou sous-multiple de la période du signal  $T = 20ms$ .

L'acquisition d'une fenêtre d'observation se fera en parallèle avec le traitement de la fenêtre acquise précédemment. La figure 5.16 résume le processus.

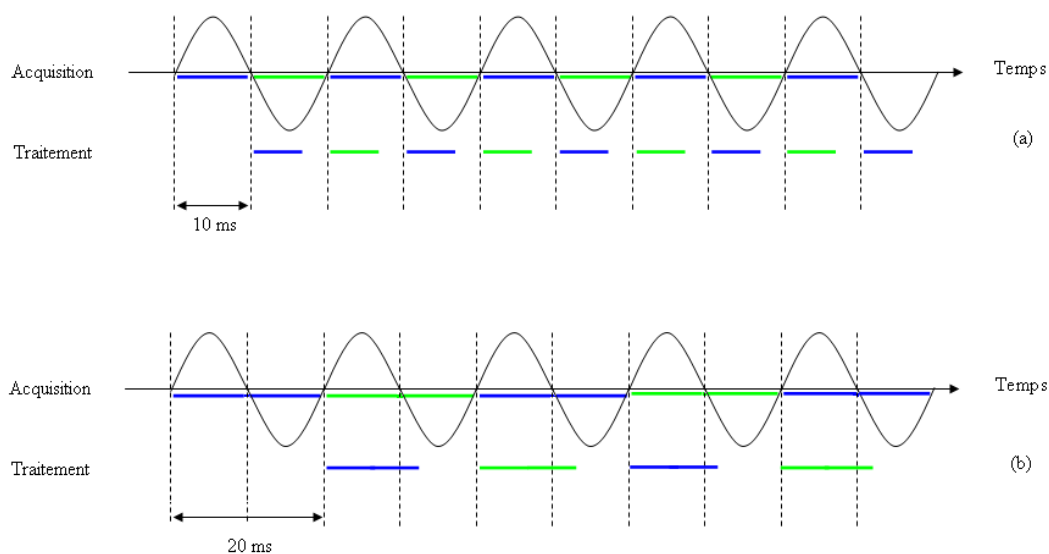


FIGURE 5.16 – Répartition du temps d'acquisition et du temps de traitement Matrix Pencil pour une même fenêtre d'observation (a) d'une demi période  $T = 10ms$  (b) d'une période  $T = 20ms$

Comme on l'a expliqué dans le chapitre 3, le choix d'une fenêtre d'observation d'une période permet la normalisation des valeurs des résidus. Dans l'implémentation matérielle, le choix s'est porté sur des fenêtres de traitement de largeur d'une période de  $T = 20ms$ .

Dans la figure 5.16, les temps de traitement et d'acquisition d'une même fenêtre d'observation sont représentés par une même couleur. Si le temps de traitement est inférieur ou égal à la fenêtre d'observation, le traitement sera en temps réel, c'est la configuration idéale. Hélas plusieurs facteurs ne le permettent pas dans notre cas, la complexité de l'algorithme, le calcul en virgule flottante sachant que le microcontrôleur est dépourvu d'unité à virgule flottante, le traitement de variables dans le corps des complexes, l'algorithme de classification non optimisé. Cet ensemble de facteurs rends le temps de traitement d'une fenêtre du signal supérieur à la fenêtre d'observation, ce qui induit une perte d'informations. La figure 5.17 illustre ce problème : le temps de traitement est supérieur à  $20ms$ , les données représentées en rouge ne sont pas traitées, seules les données en bleu le sont. Le traitement démarre au top d'acquisition d'une fenêtre d'observation et traite la dernière fenêtre acquise complètement.

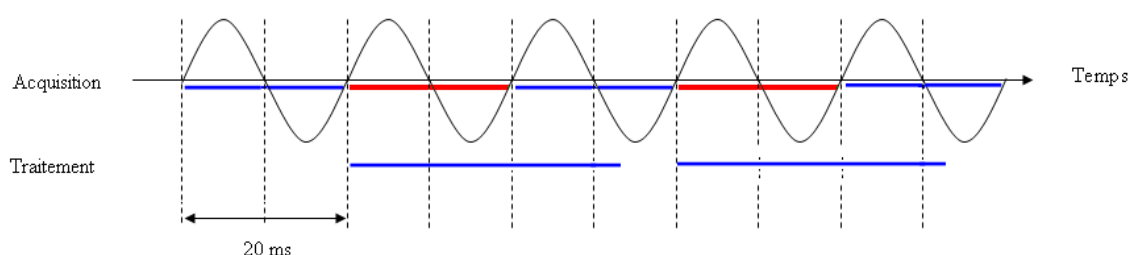


FIGURE 5.17 – Illustration des temps de traitement et d'acquisition dans le cas d'un traitement supérieur à  $20ms$

A chaque fenêtre de traitement, la recherche des pôles et des résidus ne se fait que si le nombre de valeurs singulières est supérieur ou égal à 2 pour représenter au minimum le régime sinusoïdal à l'aide de deux pôles  $0 \pm j\omega$ .

Pour chaque fonction de la routine Matrix Pencil exposée dans le chapitre 2, le temps d'exécution ainsi que le nombre d'appel par traitement est relevé. Le tableau 5.1 donne le temps d'exécution de chaque sous fonction de la routine Matrix Pencil.

Ces résultats sont obtenus avec les outils et bibliothèques Renesas, pour une valeur de  $M$  égale à 3.

Même si le choix actuel du microcontrôleur pour le prototype COPUS s'est porté sur le SH7211, un microcontrôleur avec FPU (unité de calcul flottante) sera plus judicieux. Il permettra de réduire encore plus le temps d'exécution des différentes fonctions compte tenu du nombre d'appel des fonctions à type

flottant.

Fonction	Nombre d'appels	Temps total d'exécution	Taux d'occupation
Pencil	1	25,7ms	100%
Multiplication flottante	20211	8,00ms	31,13%
Addition flottante	17083	6,07ms	23,62%
Racine carrée flottante	370	3,17ms	12,35%
SVD	3	22,10ms	86%
Produit matrice	7	1,56ms	6,08%
Allocation Matrice	37	0,36ms	1,4%
Pseudo inverse	2	19,15ms	74,50%
Libération Matrice	37	0,15ms	0,57%
Valeur Propre	1	1,00ms	3,90%

TABLE 5.1 – *Profiling de la routine Matrix Pencil pour une valeur de  $M = 3$*

Le portage de la version du logiciel de Matlab en langage C a été testé et validé en comparant les valeurs des pôles et des résidus issues du traitement d'une même fenêtre par les deux approches.

## 5.6 Validation dans la maison domotique

Deux campagnes de mesures ont été réalisées dans la maison domotique située au centre de recherche EDF les Renardières.

La maison domotique est un moyen d'essais et de simulation d'un habitat individuel. Elle est équipée de tous les types d'appareils électriques présents dans une habitation traditionnelle : éclairage, ballon d'eau chaude, lave linge, lave vaisselle, réfrigérateur, télévision, chauffage électrique et chauffage à eau chaude, plaques électriques, four électrique, aspirateur. Chaque équipement est relié directement à un tableau de distribution d'énergie. Il est alors possible de relever des mesures électriques (courant, tension et puissance) au niveau de chaque appareil, au niveau du tableau de distribution ainsi que la consommation totale. Le compteur COPUS s'est facilement intégré dans l'installation électrique.

La première campagne a permis de mesurer et d'acquérir une base de données utile pour valider sur site réel les méthodes d'identification et de classification par groupe de charges. Trois types de configuration sont testées pour valider le compteur COPUS. A chaque scénario, trois compteurs sont utilisés et

enregistrent en même temps mais à différents endroits du réseau électrique. Le premier est placé directement au niveau de la charge, ce compteur permet l'analyse ponctuelle de la consommation d'une charge électrique particulière. Le deuxième compteur est placé au niveau du tableau de distribution de l'installation et le troisième à l'entrée principale de l'installation permet de mesurer la consommation totale. Les signaux de courant et de tension échantillonnés ainsi que les résultats fournis par Matrix Pencil sont transférés via la liaison série disponible dans chaque prototype vers un ordinateur. La comparaison des données fournies par chaque compteur, montre que les câbles reliant les appareils au tableau de distribution n'affectent pas le résultat du traitement. D'autre part ces signaux sont un moyen de vérification des signaux échantillonnés.

Les relevés des signatures d'appareils individuels sans l'influence de l'environnement d'autres charges ainsi que les relevés combinés de plusieurs appareils fonctionnant avec chevauchements permet d'alimenter la base de données et d'orienter le choix de la méthode de classification.

Sachant que le chauffage et l'eau chaude représentent à eux seuls les trois quarts de la facture d'énergie, l'étude se focalise sur les trois groupes d'usages qui sont : le chauffage, l'eau chaude sanitaire et l'éclairage. Chaque groupe d'usages comprend plusieurs charges avec différentes consommations, fonctionnements et natures (linéaire ou non linéaire). Cette étude donne en temps réel la consommation électrique totale ainsi que la part de consommation de chaque usage afin de mieux maîtriser la consommation des gros usages domestiques.

La seconde campagne a permis de tester l'efficacité du compteur, à identifier, à classer automatiquement les charges en usages ainsi qu'à fournir une consommation d'énergie par groupe d'usages. Dans cette campagne, un seul compteur a été utilisé au niveau de l'entrée principale.

Par la suite, trois charges type représentant chaque groupe d'usages ainsi qu'une charge représentant le quatrième groupe "autres" sont analysées. Pour chaque appareil, le courant relevé lors des expérimentations est présenté dans les tableaux suivants. Sur chaque fenêtre, on calcule la variation des valeurs singulières et on remonte du compteur les pôles et les résidus correspondant à la charge avec la méthode de Matrix Pencil. Ces données sont alors enregistrées.

### 5.6.1 Le chauffage :

Différents types de convecteurs électriques ainsi que des panneaux rayonnants existent dans la maison domotique, nous en avons étudié un. Le cas étudié est celui d'un panneau rayonnant. Le courant échantillonné est sinusoïdal et correspond à l'enclenchement et le déclenchement de cette charge durant le temps d'enregistrement. La variation des valeurs singulières fait apparaître les différents instants de changement d'état. Les deux valeurs  $\sigma_1$  et  $\sigma_2$  correspondent au signal propre et se détachent des autres valeurs singulières de valeurs beaucoup plus faibles. Le suivi temporel des pôles et des résidus issus de la méthode de Matrix Pencil fait apparaître deux couples de pôle-résidu normalisés.

$$s_{1,2} \approx 0 \pm 314j \text{ et } \mathcal{R}_{1,2} \approx 0 \mp 4j \text{ représentés par " * " et " o " .}$$

La signature de cette charge est présentée dans le tableau 5.2.

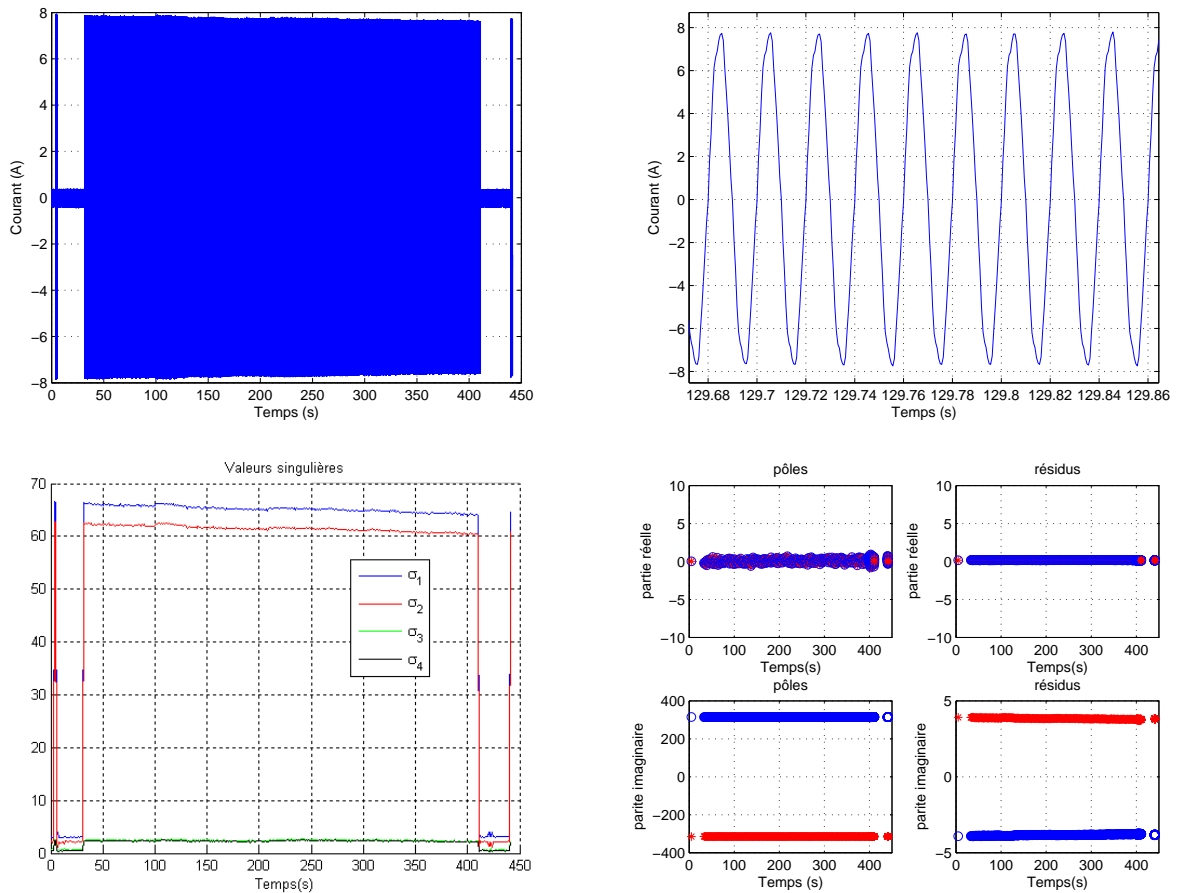


TABLE 5.2 – Signature du panneau rayonnant

Ce type de charge a une caractéristique résistive. La signature du chauffage sera composée du triplet  $\sigma_1$ ,  $s_{1,2}$  et  $\mathcal{R}_{1,2}$ .

### 5.6.2 Le ballon d'eau chaude :

Le ballon d'eau chaude testé peut contenir jusqu'à 300l d'eau. Le courant présenté dans ce cas correspond à un fonctionnement normal du ballon d'eau chaude. Le suivi temporel des pôles et des résidus issus de la méthode de Matrix Pencil fait apparaître deux couples de pôle-résidu :

$$s_{1,2} \approx 0 \pm 314j \text{ et } \mathcal{R}_{1,2} \approx 0 \mp 7,7j \text{ représentés par " * " et " o "}$$

La signature de cette charge est présentée dans le tableau 5.3. La puissance consommée par cette charge

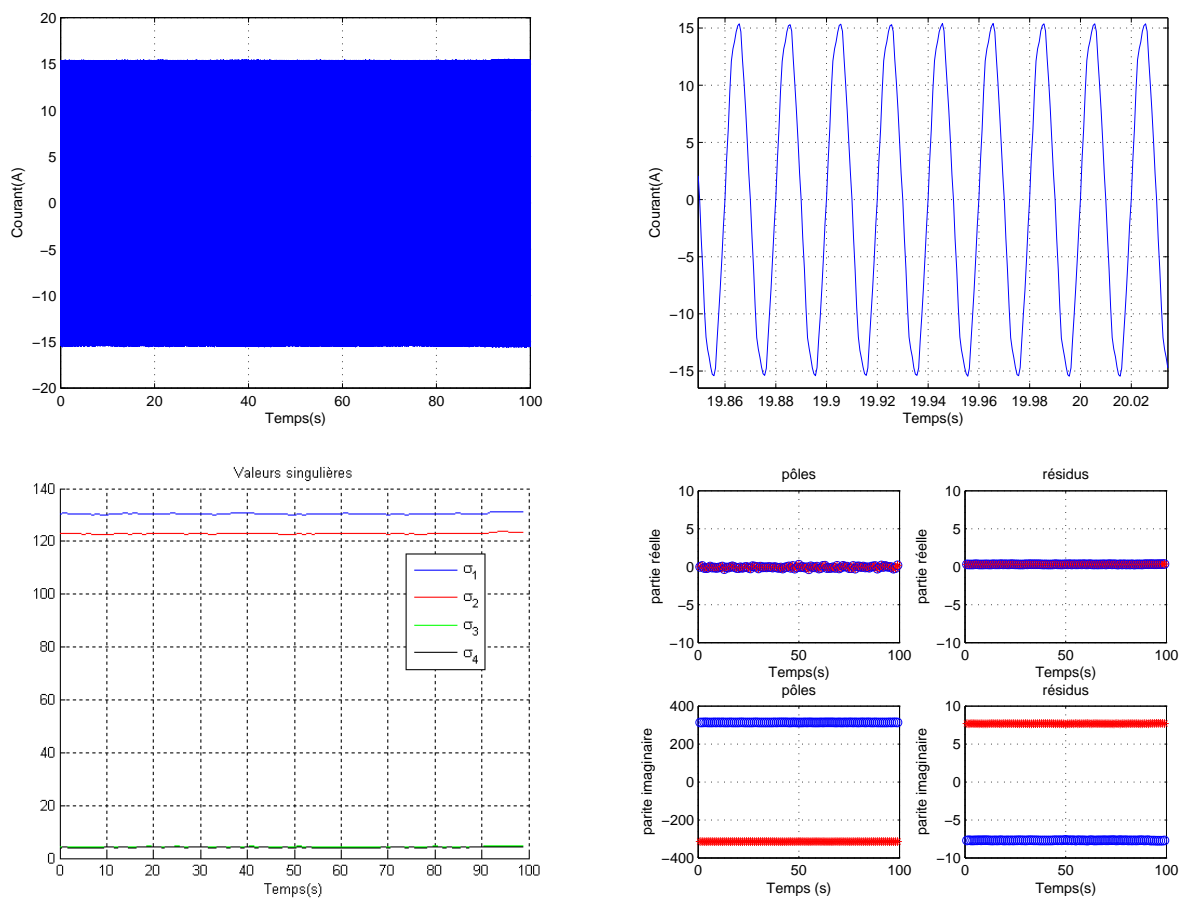


TABLE 5.3 – Signature du ballon d'eau chaude

déterminée avec l'Eq. 5.2 est  $P = 2425W$ . C'est une charge à grande consommation à caractéristique résistive.

### 5.6.3 Éclairage :

Dans une installation, on peut trouver plusieurs types d'appareils appartenant à l'usage éclairage : lampes à incandescence, lampes halogènes (avec ou sans gradateur), tubes néon et plus récemment des lampes à basse consommation. Le cas d'une lampe halogène est présenté dans la partie 5.4.2 et montre que cette charge a une caractéristique résistive. Cette partie s'intéresse au cas des lampes à basse consommation. Ces lampes présentent une non linéarité. La variation des valeurs singulières fait apparaître le suivi temporel des huit premières valeurs. La signature de cette charge est présentée dans le tableau 5.4. Le traitement de cette charge non linéaire fait ressortir une signature des lampes basse consommation avec quatre couples de pôle-résidus.

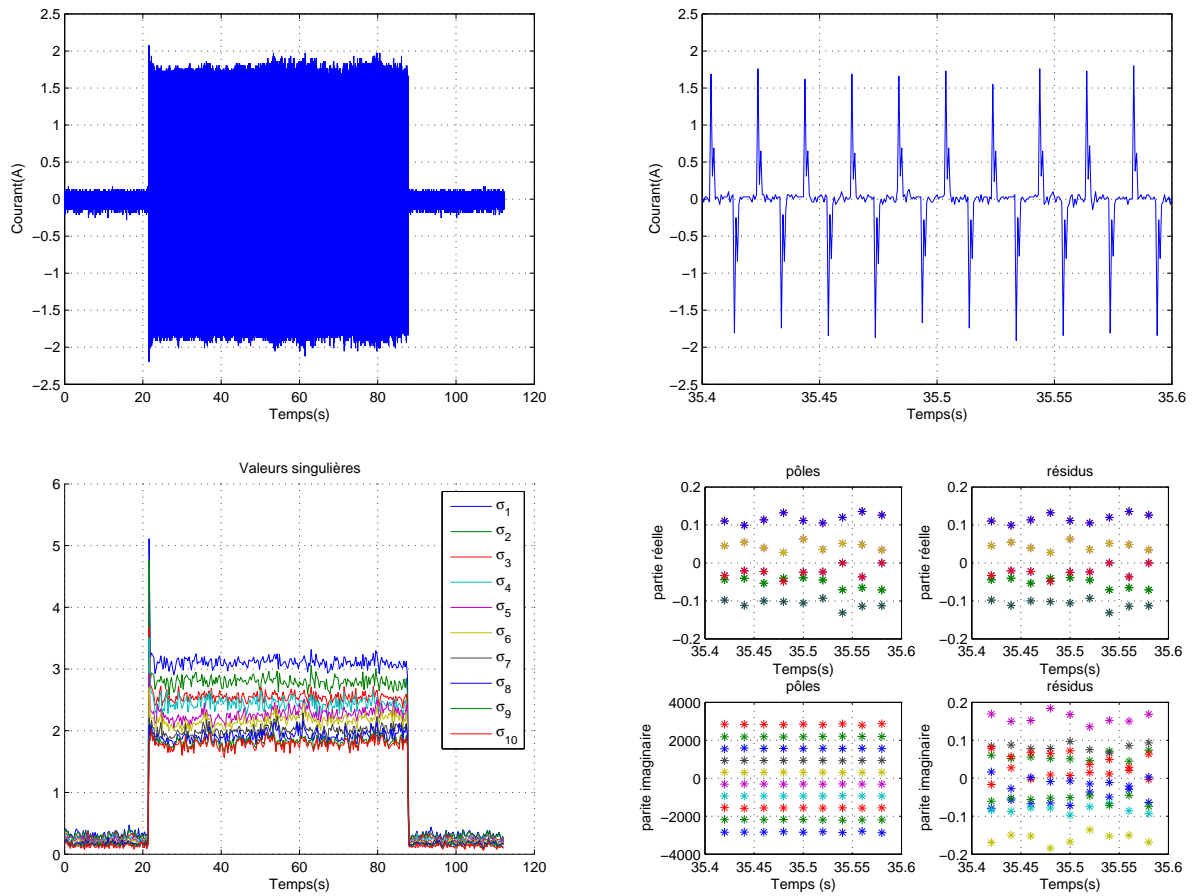


TABLE 5.4 – Signature des lampes à basses consommations

Les pôles et les résidus sont répartis suivant dix couples de pôle-résidu correspondant à :

$$\begin{aligned}
 s_{1,2} &\approx 0 \pm 305j \text{ et } \mathcal{R}_{1,2} \approx 0 \mp 0,157j \text{ représentés par " * " et " * " } \\
 s_{3,4} &\approx 0 \pm 935j \text{ et } \mathcal{R}_{3,4} \approx -0,1 \pm 0,096j \text{ représentés par " * " et " * " } \\
 s_{5,6} &\approx 0 \pm 1561j \text{ et } \mathcal{R}_{3,4} \approx -0,1 \pm 0,008j \text{ représentés par " * " et " * " }
 \end{aligned}$$



$$s_{7,8} \approx 0 \pm 2195j \text{ et } \mathcal{R}_{3,4} \approx -0,06 \mp 0,062j \text{ représentés par " * " et " * "}$$

$$s_{9,10} \approx 0 \pm 2860j \text{ et } \mathcal{R}_{3,4} \approx -0,002 \pm 0,048j \text{ représentés par " * " et " * "}$$

Ce résultat traduit clairement le comportement non linéaire des lampes à basse consommation. Le courant à l'entrée est riche en harmoniques (1, 3, 5, 7 et 9) et induit un calcul plus conséquent pour identifier la signature de ce type de charge.

Avec le choix de  $M = 10$ , le signal tracé est parfaitement reconstitué (figure 5.18).

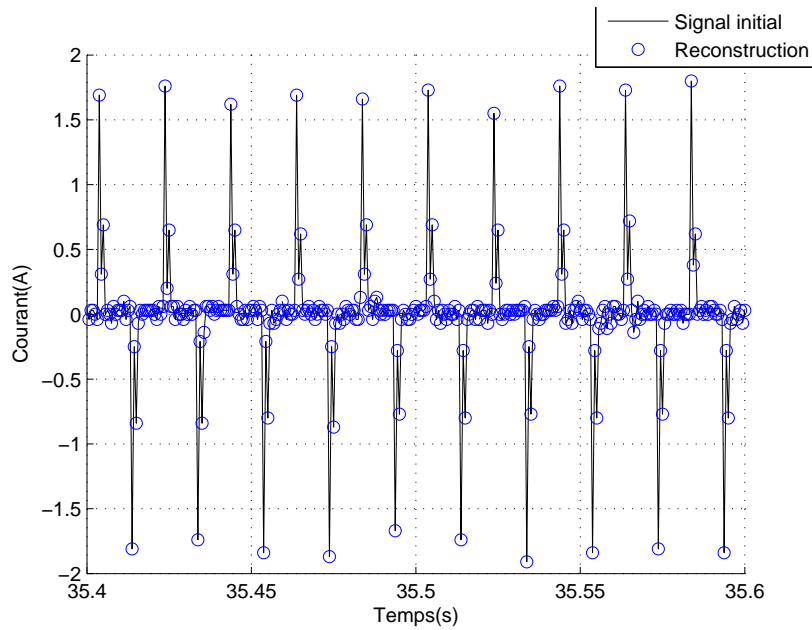


FIGURE 5.18 – *Courant reconstruit*

La puissance correspondant à ce groupe de charges varie entre 56W et 57W.

#### 5.6.4 Charges en parallèle

:

Les signatures de toutes les charges présentes dans la maison domotique sont enregistrées. Plusieurs charges présentent un fonctionnement à plusieurs états tels que la machine à laver et le four. On retrouve dans l'exemple ci dessous le four à fonctionnement cyclique dans le temps.

Les valeurs singulières, et par conséquent les pôles et les résidus, varient dans le temps selon les charges en présence. La puissance instantanée calculée en utilisant les valeurs des pôles et des résidus du courant est de  $P = 900W$  en dehors des zones de fonctionnement du four. Or dès qu'on détecte la discontinuité des valeurs singulières et des résidus, la puissance totale devient  $P = 2800W$  dont 1900W correspondant à la charge qui vient de s'enclencher, qui est dans ce cas le four.

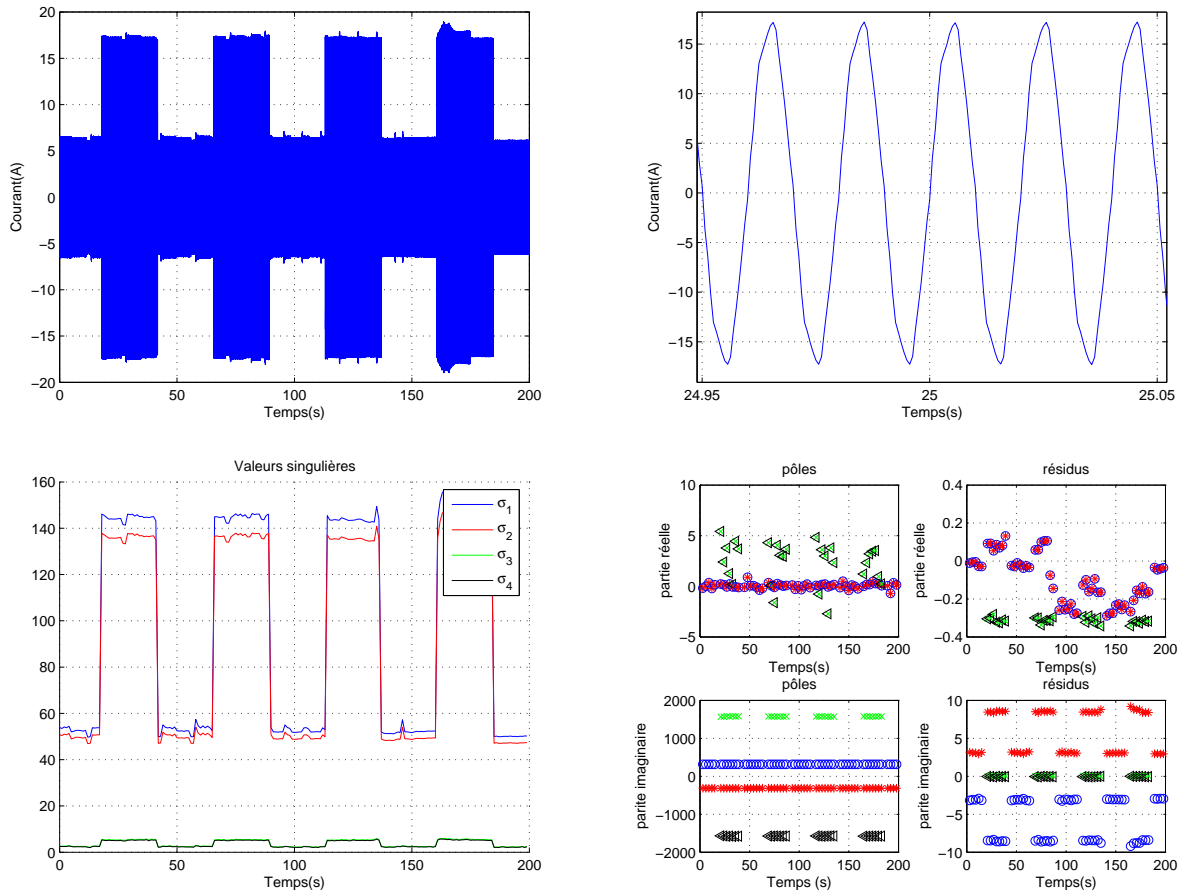


TABLE 5.5 – Signature de charges en parallèle

### 5.6.5 Méthode simple de classification

A l'issue de la première campagne de mesures, les signatures sont dans une première phase mémorisées dans une base de données intégrée au microcontrôleur. Cette base de données pourra être enrichie à souhait par de nouveaux usages. La seconde campagne réalisée chez EDF a permis de tester les capacités du prototype COPUS et de l'algorithme de classification des charges en quatre usages : eau chaude sanitaire, éclairage, chauffage et "autres". La technique de classification que nous proposons utilise les signatures des charges en termes de triplet (pôle, résidu, valeur singulière). Ces signatures sont disposées sous la forme d'un vecteur  $W$  de dimension  $p$  qui contient tous les pôles, les résidus, et les valeurs singulières. Ce vecteur peut être fractionné en quatre sous vecteurs  $W = {}^t[W_1, W_2, W_3, W_4]$  traduisant respectivement :

- les pôles fondamentaux et harmoniques
- les pôles transitoires,
- les résidus

- les valeurs singulières

Tant qu'il n'y a pas eu de changement d'état, le vecteur  $W$  n'évolue pas. Lors d'un changement, d'état nous disposons d'un nouveau vecteur  $W'$  de dimension  $p$  qui contient tous les pôles, les résidus, et les valeurs singulières. Ce vecteur est fractionné aussi en quatre sous vecteurs  $W' = {}^t [W'_1, W'_2, W'_3, W'_4]$ . Nous déduisons alors le vecteur  $\Delta W = W' - W = {}^t [\Delta W_1, \Delta W_2, \Delta W_3, \Delta W_4]$  que l'on posera  $U'_i$ . Chaque charge  $i$  de la base de données est représentée par un vecteur  $U_i$  de  $\mathbb{R}^p$  contenant les valeurs des  $p$  variables :

$${}^t U_i = [x_{i1}, \dots, x_{ij}, \dots, x_{ip}] \quad (5.3)$$

${}^t U_i$  indique la transposé de  $U_i$ .

On définit le coefficient de corrélation entre les vecteurs  $U_i$  et  $U'_i$  par :

$$\text{corr}(U_i U'_i) = \frac{\sum_{j=1}^{j=p} (x_{ij} - \bar{x}_i) (x'_{ij} - \bar{x}'_i)}{\sqrt{\sum_{j=1}^{j=p} (x_{ij} - \bar{x}_i)^2} \sqrt{\sum_{j=1}^{j=p} (x'_{ij} - \bar{x}'_i)^2}} \quad (5.4)$$

L'identification se fera en calculant ce coefficient de corrélation pour les  $n$  charges de la base de données. La valeur qui se rapproche le plus de la valeur 1, supérieure à un seuil fixé par l'utilisateur (0,95 par exemple), correspondra à la charge à identifier.

Cette technique est appliquée en temps réel selon le processus suivant : lors d'un changement d'état, les variations calculées sont corrélées à la base de données que nous avons préalablement établie dans la première campagne de mesures. Si la corrélation est avérée, la charge est identifiée et le comptage de l'énergie consommée par cet usage démarre. Sinon, la charge est classée dans l'usage " autres " et l'énergie consommée lui sera associée. L'énergie consommée par chaque charge identifiée est calculée à partir de la sommation de la puissance instantanée déterminée avec l'équation 5.2.

Pour illustrer les performances de la méthode proposée, plusieurs scénarios ont été envisagés faisant appel aux principaux usages :

- une seule charge qui fonctionne,
- deux charges en fonctionnement appartenant au même usage ou bien à deux usages différents,
- ...
- plusieurs charges en fonctionnement appartenant au même usage ou à des usages différents.

Le prototype est capable d'identifier les charges seules ou fonctionnant en parallèle avec d'autres charges et d'en déduire le groupe d'appartenance. Connaissant la charge qui vient d'être enclenchée, il est aisé de contrôler l'évolution de la consommation totale calculée avec la méthode de Matrix Pencil ainsi que celle du groupe d'usages correspondant.

Une interface graphique, développée par Thierry JOUANNET (de Landis+Gyr), permet de relever les énergies consommées par les usages et facilite la vérification des résultats obtenus. Cette interface est présentée figure 5.19, dans le cas d'un test de plusieurs types de charges affectant les quatre usages. L'historique du scénario correspond à une utilisation normale d'un usager. La lecture des différentes consommations est également possible avec l'afficheur et les boutons poussoirs de commandes intégrés dans le boîtier du prototype.

L'énergie relevée "Total" correspond à l'énergie totale calculée par le capteur MMI de Landis+Gyr, l'index "Total Usage" est quant à lui issu du calcul de la méthode de Matrix Pencil qui fournit aussi l'énergie de chaque usage.

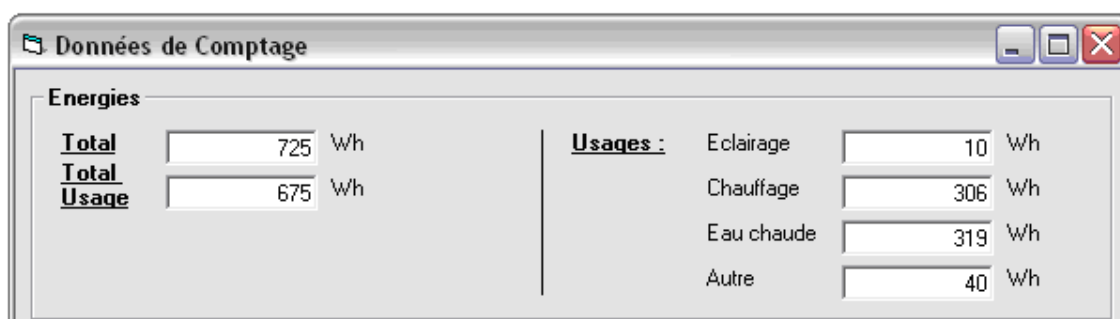


FIGURE 5.19 – Données de comptages relevées lors du test

Ces scénarios ont permis de valider l'algorithme d'identification et de classification du prototype. Néanmoins, ils ont permis de faire émerger des imperfections clairement identifiées. Nous présentons leur interprétation ainsi que diverses pistes d'amélioration :

1- On remarque une différence de 7% à 10% entre l'énergie totale du compteur d'énergie électrique et l'énergie déterminée par la méthode de Matrix Pencil. Cette différence s'explique par :

- le temps de traitement d'une fenêtre d'observation actuellement compris entre 200ms et 300ms est supérieur à la durée de la fenêtre qui est de 20ms. La puissance est supposée constante sur toute la durée du temps de traitement ce qui n'est pas toujours vrai.
- le choix d'utiliser, dans la détermination de la puissance instantanée, une tension sinusoïdale non bruitée de valeur efficace égale à 230V et de fréquence  $f = 50Hz$  ne reflète pas les réelles fluctuations qu'elle subit. Cette approximation permet d'obtenir des valeurs de pôles et de résidus constants et donc d'éliminer un traitement supplémentaire prenant en compte les variations de la tension secteur. La puissance peut être alors sous estimée ou surestimée surtout pendant les phases transitoires liées au changement d'état.
- dans une moindre mesure, l'énergie est calculée avec les pôles et les résidus du courant et de la tension correspondant aux  $M$  couples retenus pour représenter le courant et  $M'$  couples retenus pour représenter la tension. Ces signaux ne prennent plus en compte les bruits du signal et par

conséquent leur consommation énergétique est non comptabilisée.

2- Durant les tests, nous avons remarqué que les charges ayant un fonctionnement identique sont difficiles à identifier. Deux charges électriques à fonctionnement et à puissance identiques appartenant à deux groupes d'usages différents sont différenciées par leur position géométrique dans une installation. L'utilisation de l'identification des charges en hautes fréquences présentée dans le chapitre 4 est une solution efficace et complémentaire à la démarche faite en basses fréquences. Actuellement la classification se fait avec les données résultant de l'application de Matrix Pencil sur des signaux échantillonnés à basse fréquence. L'évolution de la technologie dans les années à venir nous permettra de réunir les deux méthodes et ainsi réaliser une meilleure identification et classification des charges par usages.

La méthode de classification des charges en usages et la représentation de la consommation en fonction des usages est satisfaisante. L'énergie de chaque usage est bien séparée des autres consommations. Notre méthode de classification simple utilise une corrélation des variations extraites avec la base de données. Cette méthode est suffisamment adaptée à nos données ainsi qu'au suivi temporel des variations des signatures. Actuellement, chaque variation est corrélée avec la totalité de la base de données avant que la technique de classification ne se prononce sur son appartenance à un groupe d'usages. Certes, les premiers résultats de classification obtenus ont montré que la précision générale de la classification est à améliorer pour une classification à 100%. Mais il est important de noter que l'objectif recherché est de répartir la consommation par usages en donnant une idée plus précise sur la part de chaque groupe. Le calcul précis de l'énergie totale consommée dans l'installation est assuré par le capteur MMI du compteur.

## 5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les algorithmes d'intégration de la méthode de Matrix Pencil dans un prototype de compteur d'énergie électrique résidentiel. Nous avons prouvé la faisabilité de l'intégration d'une méthode innovante pour l'identification des usages. Le prototype est exploité dans le cadre de campagnes de mesures réalisées dans la maison domotique du centre de recherche les Renardières d'EDF. Les différentes charges électriques sont classées par usages et leurs consommations associées sont renseignées. Les usages étudiés sont : l'éclairage, le chauffage, l'eau chaude sanitaire et "autres". Le prototype est utilisé dans un premier temps pour recueillir la signature des différentes charges domestiques. Ces signatures ont permis de constituer une première base de données pour la phase de classification. A chaque enregistrement, trois compteurs sont placés à différents endroits de l'installation électrique pour valider les signaux mesurés ainsi que les résultats fournis par la méthode de Matrix Pencil dans chaque scénario de mesure. Dans un second temps, le compteur installé au niveau de l'entrée principale de l'installation, est testé avec les fonctionnalités de répartition de la consommation par usages. Les résultats sont repré-

sentatifs de la consommation réelle. Les faiblesses de la méthode sont bien identifiées et les améliorations suggérées. Cela passe par un traitement en temps réel rendu possible en utilisant un microcontrôleur plus puissant, incluant une unité de virgule flottante et une bibliothèque de calculs dans le plan complexe. Cela nous permettra de gagner en temps de traitement et de tenir compte des deux signaux tension et courant à chaque fenêtre. L'énergie consommée dans l'installation sera déduite avec précision.

Dans ce chapitre, nous avons proposé une méthode simple de classification basée sur la corrélation entre les variations des signatures extraites et les signatures stockées dans la base de données. Cette méthode de classification donne satisfaction si les signatures extraites varient peu dans le temps. Dans ce cas, la base de données peut être alimentée progressivement et participera de manière séquentielle à classer les usages. Pour les signatures qui varient, même lentement dans le temps, leur suivi temporel est nécessaire et une seconde couche de classification est incontournable pour séparer les usages. A cette échelle des temps, la classification est très difficile. On peut éventuellement réutiliser la méthode de Matrix Pencil ou faire appel à d'autres méthodes de classification. Nous citerons à titre d'exemple celles qui nous semblent les plus pertinentes : Analyse en Composantes Principales (ACP) dont l'objectif est de faire ressortir des axes prioritaires et les Machines à Vecteurs de Support (SVM) dont l'intérêt est de séparer l'espace en zones parfaitement identifiées.

Ces deux méthodes seront présentées d'une manière succincte dans le chapitre suivant afin de mieux préparer les perspectives à notre travail de recherche.

Si l'ensemble de ces démarches en mode localisé s'avère insuffisant, il sera nécessaire de faire appel au mode propagatif. Ce traitement supplémentaire permettra d'une manière non équivoque de départager les usages qui ont été confondus en mode localisé.

La faisabilité théorique mérite d'être validée expérimentalement ce qui nécessite un bond technologique en terme de cible temps réel.

## Chapitre 6

# Autres Méthodes de Classification

### Sommaire

---

<b>6.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>191</b>
<b>6.2</b>	<b>Analyse en Composantes Principales . . . . .</b>	<b>191</b>
6.2.1	Matrice de covariance . . . . .	193
6.2.2	Valeurs propres et vecteurs propres de la matrice de covariance . . . . .	195
6.2.3	Représentativité des variables . . . . .	197
6.2.4	Représentativité des individus dans les nouveaux axes . . . . .	198
6.2.5	Interprétation de ces axes . . . . .	198
<b>6.3</b>	<b>Support Vector Machine . . . . .</b>	<b>199</b>
6.3.1	Problème à deux classes linéairement séparables . . . . .	200
6.3.2	Problème à deux classes non linéairement séparables . . . . .	201
<b>6.4</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>202</b>

---

## 6.1 Introduction

Dans notre travail de thèse, nous avons validé le prototype de mesures en proposant une méthode simple de classification basée sur la corrélation entre les signatures extraites et celles de la base de données.

Les signatures envisagées présentaient peu de variations dans le temps.

Notre technique a été éprouvée lors des campagnes de mesures réalisées dans la maison domotique située au centre de recherche EDF les Renardières.

Toutefois, d'autres méthodes de classification existent dans la littérature :

- Analyse en Composantes Principales,
- Les machines à vecteurs de support,
- Réseau de Neurones,
- Chaînes de Markov,
- Analyse Temps - Fréquence,
- ...

Dans ce chapitre, nous présentons succinctement les bases des deux premières méthodes les moins connues afin de mieux préparer les perspectives à notre travail de recherche.

## 6.2 Analyse en Composantes Principales

L'Analyse en Composantes Principales (ACP) propose, à partir d'un tableau rectangulaire de données comportant les valeurs de  $p$  variables quantitatives pour  $n$  unités (appelées aussi individus), des représentations géométriques ou graphiques de ces unités et de ces variables [78].

Décrire à l'aide d'un graphique le lien entre deux variables quantitatives est simple : il suffit de porter sur deux axes orthogonaux les valeurs des variables en question pour observer le lien entre les deux variables, quitte à effectuer ensuite une analyse ou des tests statistiques plus précis. Pour 3 variables, une démarche analogue mène à un graphique à 3 dimensions. Pour 4 variables et plus, il n'est plus possible de procéder de la même manière et travailler par couple ou par triplet de variables risque de masquer des interactions complexes. D'où l'idée de mettre au point une technique permettant de résumer l'information apportée par ces  $p$  variables en la détruisant le moins possible. Cette technique utilise des combinaisons linéaires des variables et est appelée ACP.

L'Analyse en Composantes Principales réduit la dimension d'un ensemble de données en trouvant un nouvel ensemble de variable de dimension plus faible que l'ensemble original des variables.

Cette réduction doit garder le maximum d'information. Ces nouvelles variables appelées composantes principales ne sont pas corrélées entre elles et sont classées par ordre en fonction de la fraction de l'in-



formation totale qu'elles contiennent.

Le contexte dans lequel on applique cette technique à notre problème d'identification de charges est le suivant : on observe sur  $n$  unités les  $p$  variables.

Les  $n$  unités sont les  $n$  charges électriques et les  $p$  variables représentent les pôles, les résidus, la valeur singulière maximale, les puissances actives et réactives, etc...

D'une façon générale, le traitement des données par ACP consiste à :

- Former la matrice de covariance  $\Sigma$ .
- Calculer les valeurs propres et les vecteurs propres de la matrice de covariance  $\Sigma$ .
- Utiliser les premiers vecteurs propres correspondants aux plus grandes valeurs propres pour former les axes principaux.

L'analyse des données se fera à partir de la matrice de données :

$$\mathbf{X} = [X_1, \dots, X_j, \dots, X_p] = \begin{bmatrix} x_{11} & \cdots & x_{1p} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ x_{n1} & \cdots & x_{np} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Chaque unité  $i$  est représentée par un vecteur  $U_i$  de  $\mathbb{R}^p$  contenant les valeurs des  $p$  variables :

$${}^tU_i = \begin{bmatrix} x_{i1} & \cdots & x_{ij} & \cdots & x_{ip} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Chaque variable  $j$  est représentée par un vecteur  $X_j$  de  $\mathbb{R}^n$  contenant les valeurs des  $n$  valeurs de la variable  $j$  :

$$X_j = \begin{bmatrix} x_{1j} \\ \vdots \\ x_{ij} \\ \vdots \\ x_{nj} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

Dans l'espace  $\mathbb{R}^p$  muni d'une origine, chaque point représente une charge et l'ensemble de ces points est appelé nuage de charges.

Dans l'espace  $\mathbb{R}^n$  muni d'une origine, chaque variable est représentée par un point et l'ensemble de ces points est appelé nuage de variables.

Il est évident que pour des espaces de dimensions supérieures à 3, on ne peut plus visualiser les nuages de variables ou de charges.

L'idée générale des méthodes factorielles est de trouver un système d'axes et de plans tels que les projections de ces nuages de points sur ces axes et ces plans permettent de reconstituer les positions des points les uns par rapport aux autres, c'est à dire avoir des images les moins déformées possibles.

### 6.2.1 Matrice de covariance

En statistiques, la covariance est une méthode mathématique permettant d'évaluer le sens de variation de deux variables et, par là, de qualifier l'indépendance de ces variables.

La matrice de covariance généralise le concept de variance aux vecteurs aléatoires (ensembles de variables aléatoires).

#### 6.2.1.1 Matrice de données centrées

Une fois la matrice de données définie, on utilise soit les variables centrées soit les variables centrées réduites pour la détermination des axes principaux.

La matrice de données centrées est définie par :

$$\mathbf{X}_c = [X_{c1}, \dots, X_{cj}, \dots, X_{cp}] = \begin{bmatrix} x_{11} - \bar{x}_1 & \cdots & x_{1p} - \bar{x}_p \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ x_{n1} - \bar{x}_1 & \cdots & x_{np} - \bar{x}_p \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

avec

$$\bar{x}_j = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_{ij}$$

Le vecteur de coordonnées centrées de la charge  $i$  est donnée par :

$${}^tU_{ci} = \begin{bmatrix} x_{i1} - \bar{x}_1 & \cdots & x_{ij} - \bar{x}_j & \cdots & x_{ip} - \bar{x}_p \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Et celui des coordonnées centrées de la variable  $j$  est :

$$X_{cj} = \begin{bmatrix} x_{1j} - \bar{x}_j \\ \vdots \\ x_{ij} - \bar{x}_j \\ \vdots \\ x_{nj} - \bar{x}_j \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

### 6.2.1.2 Matrices de covariance et de corrélation empiriques

La matrice de covariance  $\Sigma$  de  $p$  variables  $X_1, \dots, X_j, \dots, X_p$  mesurées sur un ensemble de  $n$  unités est la matrice à  $p$  lignes et  $p$  colonnes contenant sur sa diagonale principale les variances des  $p$  variables, et ailleurs les covariances de ces variables et qui est donnée par :

$$\begin{aligned} \Sigma &= \frac{1}{n} {}^t X_c X_c \\ &= \frac{1}{n} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n (x_{i1} - \bar{x}_1)^2 & \cdots & \sum_{i=1}^n (x_{i1} - \bar{x}_1)(x_{ip} - \bar{x}_p) \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^n (x_{i1} - \bar{x}_1)(x_{ip} - \bar{x}_p) & \cdots & \sum_{i=1}^n (x_{ip} - \bar{x}_p)^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma_{11} & \cdots & \Sigma_{1p} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ \Sigma_{p1} & \cdots & \Sigma_{pp} \end{bmatrix} \quad (6.7) \end{aligned}$$

où  $Var(X_j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_{ij} - \bar{x}_j)^2$  et  $cov(X_k, X_m) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_{ik} - \bar{x}_k)(x_{im} - \bar{x}_m)$

Cette matrice de covariance est une matrice symétrique. Elle est définie positive si les  $p$  variables ne sont pas liées linéairement. Sa trace est égale à la somme des variances empiriques des  $p$  variables.

Si on veut travailler avec des variables centrées et réduites, on passe du tableau des valeurs centrées au tableau des valeurs centrées et réduites de la façon suivante :

$$\mathbf{X}_{cr} = \mathbf{A} \mathbf{X}_c \quad (6.8)$$

$\mathbf{A}$  est la matrice diagonale qui a sur sa diagonale principale les inverses des écarts-type des variables et qui est donnée par :

$$\mathbf{A} = \text{diag}(\Sigma)^{-\frac{1}{2}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{\Sigma_{11}}} & & 0 \\ & \frac{1}{\sqrt{\Sigma_{jj}}} & \\ 0 & & \frac{1}{\sqrt{\Sigma_{pp}}} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Si on calcule la matrice de covariance à partir d'un tableau de données centrées et réduites, on obtient la matrice des corrélations empiriques :

$$\mathbf{R}_c = \frac{1}{n} {}^t \mathbf{X}_{cr} \mathbf{X}_{cr} \quad (6.10)$$

qui peut s'exprimer de la façon suivante : chaque terme  $\mathbf{R}_{c_{kl}}$  est égale à

$$\mathbf{R}_{c_{kl}} = \frac{\Sigma_{kl}}{\sqrt{\Sigma_{kk} \Sigma_{ll}}} \quad (6.11)$$

avec  $1 \leq k \leq p$  et  $1 \leq l \leq p$ .

C'est à partir de cette matrice de covariance que l'on va trouver les axes factoriels. On peut de même travailler sur la matrice de corrélation et trouver de nouveaux axes factoriels. Pour cela on calcule les valeurs propres et les vecteurs propres associés. Les valeurs propres trouvées représentent la quantité d'information récupérée dans l'axe.

## 6.2.2 Valeurs propres et vecteurs propres de la matrice de covariance

Soit un tableau de données de  $n$  unités et de  $p$  variables représenté par la matrice :

$$\mathbf{X} = (X_1, X_2, \dots, X_j, \dots, X_p) \in \mathbb{R}^{n \times p} \quad (6.12)$$

Dans la matrice décrite dans l'Eq. 6.12, on remplace les anciens axes (donc les anciennes variables  $X_k$ ) par de nouveaux axes (donc par des variables nouvelles  $Z_k$ ). Ces nouvelles variables sont appelées composantes principales ; elles s'expriment comme combinaisons linéaires des anciennes variables  $X_1, X_2, \dots, X_j, \dots, X_p$ .

La  $k^{\text{ième}}$  composante principale de ce tableau de données est fournie par la transformation linéaire :

$$Z_k = \sum_{j=1}^p V_{kj} X_{cj} = \mathbf{X}_c \mathbf{V}_k \quad (6.13)$$

avec  ${}^t \mathbf{V}_k = [v_{1k}, v_{2k}, \dots, v_{pk}]$  et  ${}^t \mathbf{Z}_k = [z_{1k}, z_{2k}, \dots, z_{nk}]$ .

Un changement de base sur les variables produit le tableau :

$$\mathbf{Z} = \mathbf{X}_c \mathbf{V} \quad (6.14)$$

où  $\mathbf{V}$  est la matrice de changement de base :  $\mathbf{V} = (V_1, \dots, V_j, \dots, V_p)$ , de dimensions  $(p \times p)$ . Ce changement de base permet de déterminer les premières nouvelles variables (premières colonnes de  $\mathbf{Z}$ ) qui concentrent l'information (variables significatives) et qui possèdent de bonnes propriétés descriptives : absence de corrélation entre variables.

Le but de L'ACP est d'extraire de nouvelles variables classées par ordre d'importance décroissante.

Le vecteur  $V_1$  est choisi tel que  $\text{var}(Z_1)$  soit maximale, ceci revient à trouver  $V_1$  qui maximise  ${}^t V_1 \Sigma V_1$ . Nous devons donc maximiser cette variance des observations projetées. Il s'agit d'un problème d'optimisation sous contrainte  ${}^t V_1 V_1 = 1$ . Nous formons donc la fonction de Lagrange :

$$\ell = {}^t V_1 \Sigma V_1 + \lambda_1 (1 - {}^t V_1 V_1) \quad (6.15)$$

Et nous calculons les conditions nécessaires d'optimalité.

Notons que :

$$\frac{\partial {}^t V_1 \Sigma V_1}{\partial V_1} = 2 \Sigma V_1 \quad (6.16)$$

et

$$\frac{\partial {}^tV_1 V_1}{\partial V_1} = 2V \quad (6.17)$$

Nous déduisons les conditions nécessaires d'optimalité

$$\frac{\partial \ell}{\partial V_1} = 2\Sigma V_1 - 2\lambda_1 V_1 = 0 \quad (6.18)$$

Et on se retrouve avec un problème de valeurs et vecteurs propres :

$$\Sigma V_1 = \lambda V_1 \quad (6.19)$$

Par conséquent  $V_1$  est un vecteur propre de  $\Sigma$  correspondant à la valeur propre  $\lambda = \lambda_1$ .

Le prochain vecteur  $V_2$  est choisi tel que  $\text{var}(Z_2)$  soit maximum, ceci revient à trouver  $V_2$  qui maximise  $\text{var}(Z_2) = {}^tV_2 \Sigma V_2$ . Il s'agit d'un problème d'optimisation sous contrainte  ${}^tV_2 V_2 = 1$  et  $\text{cov}(Z_2, Z_1) = 0$  car  $Z_1$  et  $Z_2$  doivent être non corrélées.

Notons que  $\text{cov}(Z_2, Z_1) = {}^tV_1 \Sigma V_2 = \lambda {}^tV_1 V_2$ , nous formons donc la fonction de Lagrange à partir des multiplicateurs de Lagrange  $\lambda$  et  $\varphi$ .

$$\ell = {}^tV_2 \Sigma V_2 + \lambda (1 - {}^tV_2 V_2) - \varphi ({}^tV_2 V_1) \quad (6.20)$$

Nous déduisons les conditions nécessaires d'optimalité, en notant que :

$$\frac{\partial {}^tV_2 \Sigma V_2}{\partial V_2} = 2\Sigma V_2 \quad (6.21)$$

et

$$\frac{\partial {}^tV_2 V_2}{\partial V_2} = 2V_2 \quad (6.22)$$

Nous déduisons les conditions nécessaires d'optimalité :

$$\frac{\partial \ell}{\partial V_2} = 2\Sigma V_2 - 2\lambda V_2 - \varphi V_1 = 0 \Rightarrow \varphi = 0 \quad (6.23)$$

Et on se retrouve avec un problème aux valeurs et vecteurs propres.

$$\Sigma V_2 = \lambda V_2 \quad (6.24)$$

Par conséquent  $V_2$  est un vecteur propre de  $\Sigma$  correspondant à la deuxième plus grande des valeurs propres  $\lambda = \lambda_2$ .

On peut en général continuer le procédé en construisant des nouvelles variables  $Z_3, Z_4, \dots, Z_p$ . Chacune

de ces variables étant non corrélée avec les précédentes, de variance maximale. Appelons  $\lambda_3, \lambda_4, \dots, \lambda_p$  les variances de ces nouvelles variables ; par construction ces variances sont décroissantes :

$$\lambda_3 \geq \lambda_4 \geq \dots \geq \lambda_p \quad (6.25)$$

D'une façon générale, on a :

$$\text{var}[Z_k] = {}^t V_k \Sigma V_k = \lambda_k \quad (6.26)$$

La  $k^{\text{ième}}$  plus grande valeur propre de  $\Sigma$  est la variance de la  $k^{\text{ième}}$  composante principale.

Comme la matrice variance-covariance est symétrique définie positive, les valeurs propres sont réelles positives et les vecteurs propres peuvent être choisis d'une manière orthonormés.

Si la  $r^{\text{ième}}$  variance  $\text{var}(Z_{r+1})$  est très petite, les variables  $Z_{r+1}, Z_{r+2}, \dots, Z_p$  sont quasiment constantes pour tous les individus.

Il est alors naturel de ne conserver que les composantes principales  $Z_1, Z_2, \dots, Z_r$ . Dans la pratique, on estime que  $Z_{r+1}$  est petite si on a :

$$\frac{(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_r)}{(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_p)} \approx 90\% \quad (6.27)$$

Dans les meilleurs des cas, 2 à 3 composantes principales suffisent et, dans ce cas, on est passé de  $p$  variables corrélées à 2 ou 3 variables non corrélées qu'on peut facilement représenter à l'aide de graphiques.

### 6.2.3 Représentativité des variables

Les nouveaux axes sont des combinaisons linéaires des anciens axes et sont considérés comme de nouvelles variables, combinaisons linéaires des anciennes qu'on appelle "composantes principales" et qu'on note :  $Z_k$ .

On calcule les corrélations des anciennes variables avec les nouvelles pour voir comment les anciennes variables sont liées aux nouvelles variables.

La représentation des anciennes variables se fera en prenant comme coordonnées des anciennes variables leurs coefficients de corrélation avec les nouvelles variables. On obtient le cercle des corrélations où les représentations des variables de départ sont des points qui se trouvent à l'intérieur d'un cercle de rayon 1 si la représentation est plane.

Sachant que :

$$\text{var}[Z_k] = {}^t V_k \Sigma V_k = \frac{1}{n} {}^t V_k {}^t \mathbf{X}_c \mathbf{X}_c V_k = \lambda_k \quad (6.28)$$

et que

$$\text{cov}(Z_k, X_j) = \frac{1}{n} {}^t V_k {}^t \mathbf{X}_c \mathbf{X}_j = \lambda_k V_{kj} \quad (6.29)$$

D'où les corrélations des nouvelles variables avec les anciennes :

$$\text{corr}(Z_k, X_j) = \sqrt{\lambda_k} \frac{V_{kj}}{\sqrt{\text{var}(X_j)}} \quad (6.30)$$

Une ancienne variable  $X_j$  expliquera d'autant mieux un axe principal qu'elle sera fortement corrélée avec la composante principale correspondant à cet axe.

Une variable sera d'autant mieux représentée sur un axe que sa corrélation avec la composante principale correspondante est en valeur absolue proche de 1 car le coefficient de corrélation empirique entre une ancienne variable  $X_j$  et une nouvelle variable  $Z_k$  n'est autre que le cosinus de l'angle du vecteur joignant l'origine au point  $X_j$  représentant la variable sur l'axe avec cet axe.

Une variable sera bien représentée sur un plan si elle est proche du bord du cercle des corrélations, car cela signifie que le cosinus de l'angle du vecteur joignant l'origine au point représentant la variable avec le plan est, en valeur absolue, proche de 1.

Sur le graphique du cercle des corrélations, on peut aussi interpréter les positions des anciennes variables les unes par rapport aux autres en termes de corrélations. Deux points très proches du cercle des corrélations, donc bien représentées dans le plan, seront très corrélés positivement entre elles. Si elles sont proches du cercle, mais dans des positions symétriques par rapport à l'origine, elles seront très corrélés négativement.

#### 6.2.4 Représentativité des individus dans les nouveaux axes

Pour faire la représentation des individus dans les plans définis par les nouveaux axes, il suffit de calculer les coordonnées des individus dans les nouveaux axes. La coordonnée de l'unité  $i$  sur l'axe  $k$  :  $y_{ik}$  est donnée par :  $y_{ik} = {}^tV_k U_{ci}$ , et sous forme matricielle :

$$Y_i = {}^t\mathbf{V} U_{ci} \quad (6.31)$$

où  $Y_i$  est le vecteur des coordonnées de l'unité  $i$  et  $\mathbf{V}$  est la matrice du changement de base (  $\mathbf{V}$  matrice des vecteurs propres orthogonaux de norme 1, son inverse est égale à sa transposée).

#### 6.2.5 Interprétation de ces axes

En utilisant la méthode des ACP, on ne dispose plus que d'un nombre réduit de variables qui représentent les composantes principales. On peut alors choisir de représenter soit les individus soit les variables suivants ces composantes. Les deux représentations peuvent enrichir l'interprétation des axes.

### 6.2.5.1 Méthode basée sur les variables

On détermine la corrélation entre les composantes principales et les variables d'origine  $\mathbf{X}$ . Si on ne garde que les  $r$  premières composantes principales  $Z_1, Z_2, \dots, Z_r$ , cela donne  $(r \times p)$  coefficients de corrélation à calculer : la corrélation de  $Z_1$  avec  $X_1, X_2, \dots, X_p$ , de  $Z_2$  avec  $X_1, X_2, \dots, X_p$ , de  $Z_p$  avec  $X_1, X_2, \dots, X_p$ . On tente alors de dégager une interprétation des composantes principales sur la base des valeurs observées de ces coefficients.

### 6.2.5.2 Méthode basée sur les individus

On tente d'interpréter les composantes principales à l'aide de la position des individus par rapport aux composantes principales ce qui revient à une opération de projection de l'individu dans un plan. Dans cette méthode, on introduit des coefficients appelés contributions relatives d'un individu à une composante principale. Les individus dont les contributions relatives aux axes concernés sont trop petites sont considérés comme mal représentés. Il sera alors possible d'interpréter la position des individus dans les plans formés par les composantes principales et d'en déduire une interprétation des composantes principales elles-mêmes.

## 6.3 Support Vector Machine

Les machines à vecteurs de support ou séparateurs à vaste marge (SVM) sont des classificateurs dérivés de la théorie statistique de l'apprentissage par Vapnik et Chervonenkis [79]-[81] dans les années 1990. Les SVM ont été appliqués à de très nombreux domaines (bioinformatique, traitement d'images, traitement d'information, reconnaissance d'écriture, etc..).

Les SVM reposent sur deux idées fondamentales : la notion de marge maximale et la notion de fonction noyau qui permettent de traiter des problèmes non linéaires quand on a deux classes d'éléments non linéairement séparables.

Lorsqu'on traite des problèmes linéaires, les deux classes sont linéairement séparables et il faut trouver la frontière optimale de séparation. Celle-ci est choisie comme celle qui maximise la distance entre la frontière de séparation et les échantillons en l'occurrence : la marge. Le problème de trouver la marge maximale revient à un problème d'optimisation.

Afin de pouvoir traiter des cas où les données ne sont pas linéairement séparables, la deuxième idée clé des SVM est de transformer l'espace de représentation des données d'entrées en un autre espace de plus grande dimension où la séparation sera linéaire. Ceci est réalisé grâce à une fonction noyau qui a l'avantage de ne pas exiger la connaissance de la transformation utilisée.

Dans ce cas on se retrouve avec deux classes, or notre problème est de savoir à quelle classe appartient une



échantillon (charge qui vient de commuter ). Nous disposons de plusieurs classes (eau chaude, éclairage, chauffage, autre) ; on doit définir toutes les combinaisons de classes deux à deux.

### 6.3.1 Problème à deux classes linéairement séparables

Pour deux classes d'exemples donnés, le but de SVM est de trouver un classificateur qui va séparer les données et maximiser la distance entre ces deux classes. Avec SVM, ce classificateur est un classificateur linéaire appelé hyperplan. On détermine un hyperplan qui sépare les deux ensembles de points (figure 6.1). Il est évident qu'il existe une multitude d'hyperplan valide mais la propriété remarquable des SVM est que cet hyperplan doit être optimal. Ils faut chercher parmi les hyperplans valides, celui qui passe « au milieu » des points des deux classes d'exemples. Intuitivement, cela revient à chercher l'hyperplan le « plus sûr ». Formellement, cela revient à chercher un hyperplan dont la distance minimale aux exemples d'apprentissage est maximale.

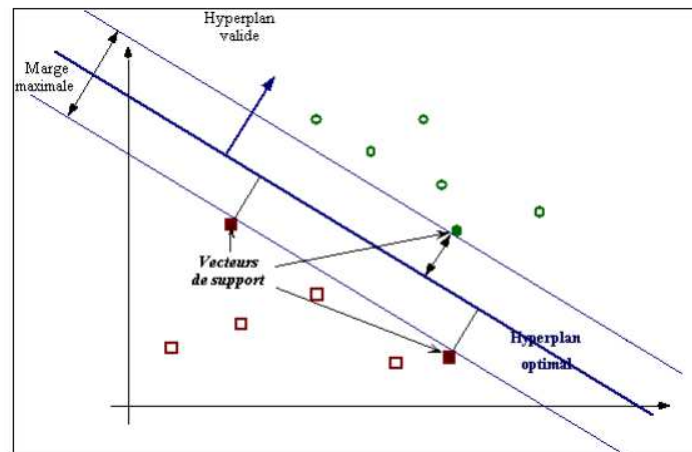


FIGURE 6.1 – *Hyper plan de séparation des deux classes*

Soit deux classes dont les données sont :

$\{\mathbf{X}_i, y_i\} \quad i = 1, \dots, n, \quad \mathbf{X}_i \in \mathbb{R}^d$ . On pose  $y_i \in \{-1, 1\}$ .

$\mathbf{X}_i$  est un vecteur de dimension  $d$  et  $y_i$  est un scalaire.

Il y a une infinité de plans qui sépare les deux classes. On constate sur la figure 6.2(a) ou les échantillons ayant un  $y_i = -1$  sont représentés en rouge et les échantillons ayant un  $y_i = 1$  sont représentés en vert que la séparation entre les deux classes est convenable. Dans les figures 6.2(b) et 6.2(c) la séparation est incorrecte car la surface de décision doit être aussi éloignée que possible des données des deux classes.

La séparation optimale est trouvée en minimisant  $\|\mathcal{W}\|$  avec la contrainte :

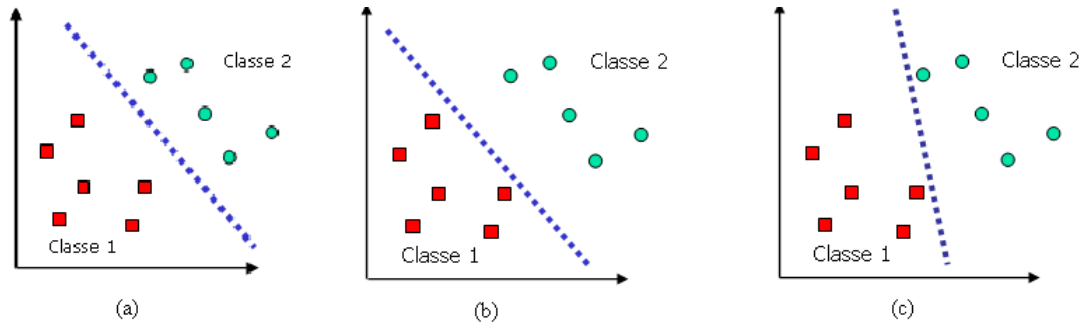


FIGURE 6.2 – Séparation de classes linéaire

$$y_i(\mathbf{X}_i \cdot \mathcal{W} + b) - 1 \geq 0 \quad \forall i \quad (6.32)$$

$\mathcal{W}$  est un vecteur normal à l'hyper plan de séparation et  $\frac{b}{\|\mathcal{W}\|}$  est la distance de l'origine à l'hyper plan. Comme la formulation du Lagrangien est souvent utilisé, il est plus pratique de minimiser  $\|\mathcal{W}\|^2$ .

En utilisant la formulation du Lagrangien et les multiplicateurs de Lagrange  $\alpha_i$ , on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} l(\mathcal{W}, b, \alpha) = \frac{1}{2} \|\mathcal{W}\|^2 - \sum_{i=1}^n \alpha_i \{(\mathbf{X}_i \mathcal{W} + b)y_i - 1\} \\ \forall i \quad \alpha_i > 0 \\ \frac{\partial l}{\partial \mathcal{W}} = \left( \mathcal{W} - \sum_{i=1}^n \alpha_i y_i \mathbf{X}_i \right) = 0 \\ \frac{\partial l}{\partial b} = \sum_{i=1}^n \alpha_i y_i = 0 \end{array} \right.$$

En minimisant  $L(\mathcal{W}, b, \alpha)$ , on déduit  $\alpha_i$  par un problème aux valeurs propres [82] et  $\mathcal{W}$ . Seuls les  $\alpha_i$  correspondant aux points les plus proches de la surface de séparation sont non-nuls. On parle de vecteur support (SV) pour les  $\mathbf{X}_i$  avec  $\alpha_i \neq 0$ .

La surface de décision est uniquement déterminée par les SV

$$\mathcal{W} = \sum_i \alpha_i y_i \mathbf{X}_i \quad (6.33)$$

### 6.3.2 Problème à deux classes non linéairement séparables

La séparation des classes peut être une fonction plus complexe qu'un hyper plan. Pour surmonter les inconvénients des cas non linéairement séparables, l'idée des SVM est de changer l'espace des données. La transformation non linéaire des données peut permettre une séparation linéaire des exemples dans un nouvel espace. On va donc avoir un changement de dimension. Cette nouvelle dimension est appelé « espace de re-description ». En effet, intuitivement, plus la dimension de l'espace de re-description est

grande, plus la probabilité de pouvoir trouver un hyperplan séparateur entre les exemples est élevée. La fonction noyau de transfert  $\phi$  (figure 6.3) correspond à un changement de base. Une fois ce changement est appliqué, on aboutit à la problématique de la séparation linéaire. La détermination de la séparation utilise la technique évoquée en 6.3.1. Ceci est illustré par le schéma suivant :

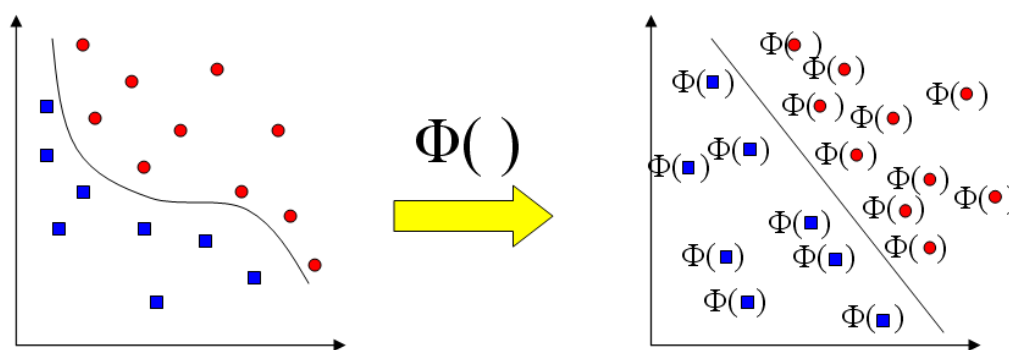


FIGURE 6.3 – Séparation de classes non linéaire

La SVM est à la base d'un classifieur binaire. On peut changer la formulation QP (programmation quadratique) pour permettre la classification multi-classe. Plus précisément, l'ensemble des données est divisé en deux parts de multiples façons et des SVM séparés sont formés pour chaque division. La classification multi-classes est accomplie en combinant la sortie de tous les SVM. Outre ces points forts, la SVM présente quelques faiblesses. D'une part elle est un moyen d'apprentissage facile, sauf qu'il faut trouver la bonne fonction noyau dans le cas de données identiquement distribuées. D'autre part c'est un moyen de classer les données en deux classes à la fois qui présentera pour nous un traitement de plusieurs itérations avant de séparer les charges électriques en quatre groupes d'usages.

## 6.4 Conclusion

Au vu de la présentation de ces deux méthodes, on peut noter qu'elles sont capables de réaliser une classification intéressante des signatures extraites par la méthode de Matrix Pencil.

Les deux techniques nécessitent un traitement numérique relativement coûteux. Elles permettent d'aboutir à des classes d'usages représentées selon des axes prioritaires dans le cas des ACP ou des zones d'espace dans le cas des SVM.

Outre le surcoût numérique, il nous semble judicieux de comparer l'apport de ces méthodes au traitement préalablement réalisé par la méthode de Matrix Pencil. Nous pensons que refaire Matrix Pencil sur ces signatures à très basses fréquences peut s'avérer déterminant pour classer les usages.

Un approfondissement de ces différentes approches de classification avec un bilan comparatif est nécessaire pour aboutir à une méthode robuste de classification dans des situations où les signatures varient dans le temps. Ce travail pourra faire l'objet de recherche ultérieures.

# *CONCLUSION*

# Conclusion

Les travaux présentés dans ce mémoire portent sur l'analyse du courant et de la tension à l'entrée d'une installation électrique. Le but est de réaliser l'identification et le suivi de la consommation électrique de quatre groupes d'usages : le chauffage, l'éclairage, l'eau chaude sanitaire et "autres". Pour atteindre cet objectif, nous avons développé une approche innovante, non intrusive basée sur la méthode de "Matrix Pencil". Un prototype de compteur d'énergie électrique intégrant cette fonctionnalité valide notre approche. Ce travail a été réalisé dans le cadre d'une thèse CIFRE en collaboration avec EDF R&D Clamart, Landis+Gyr Montluçon et le LASMEA UMR 6602 Clermont-Ferrand.

Il convient donc de maîtriser les techniques d'identification et de reconnaissance des charges existantes avant de se lancer dans le choix de la méthode la plus adaptée à notre problématique. Dans le premier chapitre, la problématique d'identification ou de surveillance des charges électriques d'une façon non-intrusive (NIALM) a été étudiée. L'état de l'art, l'étude des avantages et des inconvénients de chaque méthode y sont présentés. Cette démarche a permis de déterminer les différents axes utilisés dans ce domaine. L'étude bibliographique réalisée concerne les méthodes d'identification de charges utilisant la courbe générale de consommation. Il en ressort le plus souvent un examen de la variation de la puissance active, de la puissance réactive, des harmoniques en régime permanent et des formes hautes fréquences en régime transitoire. Dans la plupart des cas, l'identification doit disposer soit de compteurs pour tous les appareils de l'installation, ce qui n'est pas viable économiquement soit d'une importante phase d'intrusion. Cette étude a permis de mettre en évidence certaines limitations dans les méthodologies d'identification utilisées et dans les approches intrusives présentées.

Dans le second chapitre, nous nous sommes intéressés aux techniques d'estimation du signal. Parmi elles les méthodes classiques telles que la Transformée de Fourier et ses dérivées, la techniques des ondelettes, ainsi que les techniques de traitement du signal non paramétriques (Prony) et paramétriques pour l'estimation de fréquences et facteur d'amortissement y ont tenu une large place. L'avantage de ce type de méthodes est de dépasser les limitations en terme de résolution auxquelles sont soumises les méthodes dites classiques basées sur l'analyse de Fourier. Les méthodes telles que Matrix Pencil sont souvent qualifiées pour cette raison de haute résolution. De ce fait, il a été proposé dans ce chapitre l'uti-

lisation d'une nouvelle méthode d'identification des charges électriques, basée sur la méthode de Matrix Pencil. Elle permet d'exprimer le signal sur une base d'exponentielles complexes et ainsi de caractériser chaque charge par un nombre limité de pôles et de résidus. Il est important de rappeler que ces pôles et résidus reconstituent complètement le signal temporel.

Par la suite nous avons exposé dans les chapitres trois et quatre notre travail de modélisation des signaux électriques avec cette méthode. Deux façons d'identifier les charges électriques sont présentées l'une en basses fréquences dans le chapitre trois et l'autre en hautes fréquences au cours du chapitre quatre. En basses fréquences, les signaux électriques d'entrée (courant et tension) sont échantillonnés à une fréquence de  $1600\text{Hz}$  soit 32 points par période. La méthode appliquée sur des fenêtres de  $20\text{ms}$  de largeur, fournit avec un nombre très limité de pôles et de résidus la signature en régime transitoire et régime permanent des appareils. Le grand avantage de cette méthode est sa capacité à déterminer les instants de changements d'état ainsi que la nature de ces changements. Dans ce chapitre, nous avons appliqué cette méthode sur le courant instantané issu de la simulation avec SIMULINK à l'entrée de différents circuits canoniques. Cette première approche a permis de comprendre le comportement des charges électriques ainsi que de préparer la phase de classification des charges en usages. En haute fréquence, une excitation sinusoïdale de fréquence  $50\text{MHz}$  est injectée dans le réseau. Les signaux sont alors échantillonnés à une fréquence de  $1,6\text{GHz}$ . La méthode de Matrix Pencil fournit en complément de la signature des charges, et grâce au phénomène de la propagation dans les lignes électriques, la position géométrique dans l'installation et permet même de remonter aux coefficients de réflexion. Ceci peut être une information importante pour différencier deux charges à fonctionnements similaires. Nous avons poursuivi nos études de simulation avec la prise en compte des phénomènes d'atténuation pour enrichir notre connaissance sur les différentes réponses de la méthode en fonction du modèle des câbles utilisés.

Le chapitre cinq présente le prototype de faisabilité comprenant la fonction d'identification de la consommation d'électricité par usages intégré dans un compteur d'énergie électrique. Ce prototype réalisé chez Landis+Gyr comporte les fonctionnalités de comptage d'énergie ainsi que les nouvelles fonctionnalités d'identification par usages. Le prototype a été validé par deux campagnes de mesures réalisées à la maison domotique située au centre de recherche EDF les Renardières. Une démarche progressive de validation a été utilisée, allant d'une simple charge en fonctionnement à plusieurs charges de différents groupes d'usages. Nous avons proposé de classer les usages en corrélant les signatures extraites de nos campagnes de mesure avec celle de notre base de données. La consommation totale ainsi que celle des quatre groupes d'usages sont actuellement déterminés en quasi temps réel.

Le travail développé dans le cadre de cette thèse ouvre des voies d'améliorations que l'on peut classer à plusieurs niveaux :

- Dans le court terme, performance de la méthode d'identification : s'atteler à optimiser les codes implantés dans les cibles numériques pour garantir un vrai suivi en temps réel, performance de la fonction d'Apprentissage : s'atteler à optimiser le code et améliorer cette fonction.
- Dans le moyen terme, performance de la méthode de classification en combinant avec d'autres méthodes : approfondir les études théoriques, engagées dans le chapitre six, des méthodes de classification (ACP, SVM, Matrix Pencil, etc . . . ) et comparer leurs performances en terme de robustesse et d'intégration en temps réel.
- Dans le long terme, diversification des usages : pouvoir départager des usages complexes et équivalents en basses fréquences grâce à la prise en compte des phénomènes de propagation. Cet objectif ne pourra être atteint qu'avec un progrès plus important au niveau des systèmes numériques embarqués.

Ce travail de recherche et développement a été riche à plusieurs niveaux :

- Pluridisciplinarité forte faisant appel à des compétences relevant de la conversion d'énergie, du traitement du signal, de la propagation des ondes et de l'électronique embarquée.
- Transfert technologique par la réalisation et la validation de prototype de comptage.
- Ouverture sociétale mettant au centre de mes préoccupations scientifiques un enjeu fort comme celui du développement durable.

Ce sujet de recherche passionnant et pluridisciplinaire n'aurait pu être mené à bien sans le soutien indéfectible des trois partenaires que sont EDF R&D, Landis+Gyr et le LASMEA.

## *ANNEXES*



## Annexe A

# La Transformée de Fourier

### A.1 Définitions et propriétés

La transformée de Fourier d'un signal  $x(t)$ , fonction intégrable sur  $\mathbb{R}$ , est donnée par :

$$X(f) = TF(x(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-2\pi jft} dt \quad (\text{A.1})$$

Cette transformée permet de déterminer le spectre d'un signal.

La Transformée de Fourier possède plusieurs propriétés :

- bilinéarité

$$TF(ax_1(t) + bx_2(t)) = aTF(x_1(t)) + bTF(x_2(t)) = aX_1(f) + bX_2(f) \quad (\text{A.2})$$

-contraction ou dilatation de la variable t

$$TF(x(at)) = \frac{1}{|a|} TF\left(\frac{f}{a}\right) \quad (\text{A.3})$$

-translation temporelle

$$TF(x(t + t_0)) = X(f) e^{j2\pi f t_0} \quad (\text{A.4})$$

-translation fréquentielle

$$TF\left(x(t)e^{j2\pi f_0 t}\right) = X(f - f_0) \quad (\text{A.5})$$

-convolution

$$TF(x(t) * y(t)) = X(f) \cdot Y(f) \quad (\text{A.6})$$

-dérivation

$$TF(x'(t)) = j2\pi f X(f) \quad (\text{A.7})$$

## A.2 Transformée de Fourier Discrète

La Transformée de Fourier Discrète d'un signal  $x(t)$  de  $N$  échantillons est donnée par :

$$TFD(x(n)) = X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} \text{ avec } 0 \leq k < N \quad (\text{A.8})$$

La Transformée inverse de Fourier Discrète d'un signal  $X(f)$  de  $N$  échantillons est donnée par :

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(f) e^{j2\pi kn/N} \quad (\text{A.9})$$

On retrouve pour la Transformée de Fourier Discrète les mêmes propriétés que pour la Transformée de Fourier continue.

Pour une fréquence  $f_0$  du signal, le théorème de Shannon stipule que la fréquence d'échantillonnage d'un signal doit être égale ou supérieure à la fréquence maximale contenue dans ce signal. Ce théorème est à la base de la conversion numérique des signaux.

Écrite sous forme matricielle  $X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N}$  avec  $0 \leq k < N$  conduit à :

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ \vdots \\ X_{N-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & w & w^2 & \dots & w^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & w^{N-1} & w^{2(N-1)} & \dots & w^{(N-1)^2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{pmatrix} \quad (\text{A.10})$$

avec  $w = e^{-j2\pi/N}$ .

L'évaluation des somme des équations A.8 et A.9 nécessite  $(N-1)^2$  produits complexes et  $N(N-1)$  sommes complexes, etc *cdots*.

La complexité d'évaluation de ces formules croît avec le nombre  $N$ . Elle est de l'ordre de  $O(N \ln N)$  pour la TFR et  $O(W^2)$  pour une TFD. La TFR (Transformée de Fourier Rapide) est un algorithme de la TFD qui permet de réduire le nombre d'opérations [85].

## A.3 Transformée de Fourier fenêtrée

Avec le STFT, le signal est divisé en segments temporels suffisamment petits pour que l'on puisse supposer le signal stationnaire par morceaux. Si  $g(t)$  est la fonction de fenêtrage, la Transformée de Fourier est donnée par :

$$X(f, b) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \mathcal{W}^*(t-b) e^{-j2\pi ft} dt \quad (\text{A.11})$$

$\mathcal{W}^*(t-b)$  est centrée en  $t = b$  et  $X(f, b)$  permet de connaître ce qui se passe autour du temps  $b$  et autour de la fréquence  $f$  :

$X(f, b) = \langle x(t), \mathcal{W}(t - b)e^{j2\pi ft} \rangle$  est la Transformée de  $x(t) \cdot \mathcal{W}^*(t - b)$ . La Transformée inverse est donnée par :

$$x(t) = \int \int X(f, b) \cdot \mathcal{W}^*(t - b) e^{j2\pi ft} df db \quad (\text{A.12})$$

Pour des signaux à temps discrets :

$$X(m, f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \mathcal{W}(n - m) e^{-j2\pi fn} \quad (\text{A.13})$$

ou encore

$$X(m, k) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \mathcal{W}(n - m) e^{-j2\pi kn/N} \quad (\text{A.14})$$

## Annexe B

# Technique des ondelettes

### B.1 Transformée en ondelettes

La théorie des ondelettes [40] est apparue au début des années 1980, elle touche de nombreux domaines : traitement d'images, du signal et trouve des applications en médecine, en sismologie ...

La Transformée en ondelettes WT fournit une représentation temps fréquence du signal et elle palie les problèmes de résolution de la STFT. La STFT donne une résolution fixe (même largeur de la fenêtre glissante) pour tous les instants alors que la WT donne une résolution variable.

De la même façon que la TF qui est définie comme une projection sur une base de fonctions trigonométriques, la WT est définie comme une projection sur une base de fonctions d'ondelettes.

La Transformée continue en ondelettes CWT d'une fonction réelle  $x(t)$ , intégrable sur  $\mathbb{R}$  est donnée par :

$$g(a, b) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi_{a,b}^*(t) dt = \langle x(t) | \psi_{a,b}(t) \rangle \quad (\text{B.1})$$

avec

$$\psi_{a,b} = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (\text{B.2})$$

La fonction  $\psi_{a,b}(t)$  est obtenue par translation et dilatation d'une fonction particulière appelée ondelette mère. Les coefficients d'ondelettes  $\psi$  dépendent de deux paramètres  $a$  et  $b$  :  $a$  étant le facteur d'échelle et  $b$  le facteur de translation. Dans le cas d'un signal temporel,  $b$  représente le décalage temporel et  $a$  représente une fréquence.

La fonction  $\psi$  doit être oscillante et d'intégrale nulle. Elle doit être de carré intégrable et peut être à valeurs complexes. Il existe de nombreuses ondelettes mères  $\psi$  possibles : DAUBECHY, MEYER, HAR, ...

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (\text{B.3})$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |\psi(t)|^2 dt < \infty \quad (\text{B.4})$$

comme pour la TF, la transformée inverse est donné par :

$$x(t) = \frac{1}{C_\psi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{a^2} g(a, b) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi^* \left( \frac{t-b}{a} \right) db da \quad (\text{B.5})$$

avec

$$C_\psi = \int_0^{+\infty} \frac{|\hat{\psi}(\omega)|^2}{\omega} d\omega < \infty$$

Toutes les fenêtres utilisées sont des ondelettes filles c'est à dire une version dilatée (ou contractée) et translatée de l'ondelette mère.

## B.2 Transformée en ondelettes discrète

Comme pour la TF et la STFT, la discrétisation consiste à échantillonner le plan temps-fréquence. L'équation B.2 s'écrit en prenant  $a = a_0^l \in \mathbb{R}^+$  et  $b_0 = kb_0 a^l$  tel que :

$$\psi_{l,k}(t) = a_0^{-l/2} \psi \left( a_0^{-l} t - kb_0 \right) \quad (\text{B.6})$$

$\exists \psi \in L^2(\mathbb{R})$  tel que le coefficient des ondelettes dilatés et translaté  $\psi_{l,k}$  définie par :

$$\psi_{l,k}(t) = 2^{-l/2} \psi \left( 2^{-l} t - k \right) \text{ avec } a_0 = 2 \text{ et } b_0 = 1 \quad (\text{B.7})$$

En analysant un problème multirésolution à partir d'un point de vue fréquentiel, nous pouvons considérer que l'allure générale du signal est donnée par les fréquences les plus basses et les détails par les fréquences les plus élevées [86]. Nous avons donc besoin d'un filtre passe-bas pour obtenir l'approximation que nous recherchons. On obtient une décomposition multi-échelles du signal de départ en séparant à chaque niveau de résolution les basses fréquences (approximation) et les hautes fréquences (détails) du signal figure (B.1).

Avec

$$\begin{aligned} S(t) &= a_1 + d_1 \\ &= a_2 + d_2 + d_1 \\ &= \dots \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

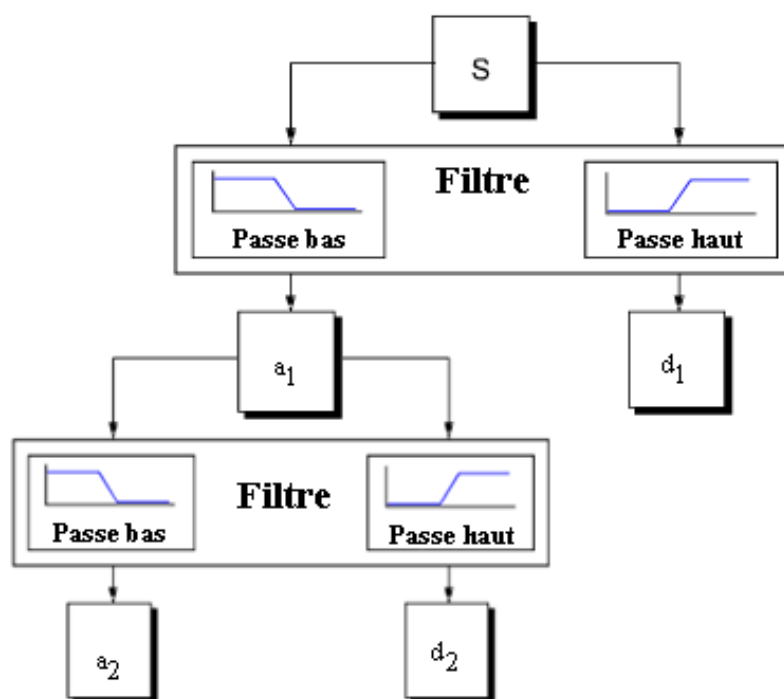


FIGURE B.1 – schéma de la décomposition en ondelettes

## Annexe C

# Expressions analytiques du courant en ligne pour des circuits électriques de base

Ce chapitre expose les démonstrations des principaux résultats énoncés dans le chapitre 3. Ces résultats concernent l'analyse théorique des différents circuits qui permettent d'exprimer le courant  $i(t)$ .

### C.1 Circuit RC série

La tension appliquée à ce circuit est  $e(t) = E\sqrt{2}\sin(\omega t)$ . La loi des mailles relative à ce circuit est donné par :

$$RC \frac{dv_C}{dt} + v_C = E\sqrt{2}\sin(\omega t) \quad (\text{C.1})$$

avec  $v_C$  la tension aux bornes du condensateur. On enclenche la charge à l'instant  $t = t_0$ . La condition initiale relative à la variable d'état, ici la tension aux bornes du condensateur, est  $v_C(t_0) = v_{C0}$ .

Le régime libre est donné par  $v_{libre} = v_l(t_0) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$  avec  $\tau = RC$ .

Le régime forcé est donné par  $v_{forcé} = +E\sqrt{2}\sin(\phi)\cos(\omega t - \phi)$  avec  $\tan(\phi) = \frac{-1}{RC\omega} = \frac{-1}{\tau\omega}$ ;  $\phi$  désigne l'argument de la charge.

La solution générale est de la forme  $v_C(t) = v_l(t_0) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} + E\sqrt{2}\sin(\phi)\cos(\omega t - \phi)$ .

La condition initiale est donnée par  $v_C(t_0) = v_l(t_0) + E\sqrt{2}\sin(\phi)\cos(\omega t_0 - \phi)$ .

L'analyse théorique du circuit permet d'écrire la tension  $v_C(t)$  sous la forme suivante :

$$v_C(t) = \left( v_{C0} - E\sqrt{2}\sin(\phi)\cos(\omega t_0 - \phi) \right) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} + E\sqrt{2}\sin(\phi)\cos(\omega t - \phi) \quad (\text{C.2})$$

Nous nous intéressons au courant à l'entrée  $i(t) = C \frac{dv}{dt}$  :

$$i(t) = -\frac{1}{R} \left( v_{C0} - E\sqrt{2} \sin(\phi) \cos(\omega t_0 - \phi) \right) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} + \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t - \phi) \quad (\text{C.3})$$

## C.2 Circuit RL série

La tension appliquée à ce circuit est  $e(t) = E\sqrt{2} \sin(\omega t)$ . La loi des mailles relative à ce circuit permet de déduire l'équation différentielle du premier ordre suivante :

$$Ri_L + L \frac{di_L}{dt} = E\sqrt{2} \sin(\omega t) \quad (\text{C.4})$$

On enclenche la charge à l'instant  $t = t_0$ . La condition initiale relative à la variable d'état, ici le courant dans l'inductance est  $i_L(t_0) = i_{L0}$ .

Le régime libre est donné par  $i_{libre} = i_l(t_0) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$  avec  $\tau = \frac{L}{R}$ .

Le régime forcé est donné par  $i_{forcé} = \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t - \phi)$  avec  $\tan(\phi) = \frac{L\omega}{R} = \tau\omega$  ;  $\phi$  désigne l'argument de la charge.

La solution générale est de la forme  $i_L(t) = i_l(t_0) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} + \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t - \phi)$ .

La condition initiale est donnée par  $i_L(t_0) = i_l(t_0) + \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t_0 - \phi)$ .

L'analyse théorique du circuit permet d'écrire le courant  $i_L(t)$  sous la forme suivante :

$$i_L(t) = \left( i_{L0} - \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t_0 - \phi) \right) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} + \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t - \phi) \quad (\text{C.5})$$

## C.3 Circuit RLC série

La tension appliquée à ce circuit est  $e(t) = E\sqrt{2} \sin(\omega t)$ . La loi des mailles relative à ce circuit permet de déduire une équation différentielle du second ordre :

$$Ri_L + L \frac{di_L}{dt} + v_C = E\sqrt{2} \sin(\omega t) \quad \text{et} \quad i_L = C \frac{dv_C}{dt} \quad (\text{C.6})$$



On enclenche la charge à l'instant  $t = t_0$ . La condition initiale relative aux variables d'état, ici le courant dans l'inductance :  $i_L(t_0) = i_{L0}$  et la tension aux bornes du condensateur  $v_C(t_0) = v_{C0}$ .

Les équations de C.6 aboutissent à une équation différentielle du second ordre en  $v_C$  dont l'équation caractéristique est  $x^2 + 2\xi x + 1$  avec  $\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$  désigne l'amortissement du circuit.

Cette équation admet deux solutions distinctes  $k_1$  et  $k_2$  si  $\xi \neq 1$ , sinon elle admet une racine double  $k_1 = k_2 = -1$ .

Le régime forcé est donné par :

$$i_{forcé} = \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t - \phi) \text{ avec } \tan(\phi) = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

le régime libre est donné par :

$$\text{Si } \xi \neq 1, i_{libre} = Ae^{k_1\omega_0(t-t_0)} + Be^{k_2\omega_0(t-t_0)}$$

$$\text{Si } \xi = 1, i_{libre} = (A + B\omega_0(t-t_0)) e^{-\omega_0(t-t_0)}$$

$$\text{On pose } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$A_1 = v_{C0} \frac{C}{L} + \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \cos(\omega t_0 - \phi) \frac{\omega_0}{\omega}$$

$$A_2 = i_{L0} - \frac{E\sqrt{2}}{R} \sin(\omega t_0 - \phi) \cos(\phi)$$

Les constantes d'intégration sont déduites des conditions initiales  $v_{C0}$  et  $i_{L0}$ .

$$\text{Si } \xi \neq 1, A = \frac{k_1}{k_1 - k_2} (A_2 - k_2 A_1) \text{ et } B = \frac{k_2}{k_2 - k_1} (A_2 - k_1 A_1).$$

$$\text{Si } \xi = 1, A = A_2 \text{ et } B = A_1 + A_2$$

L'analyse théorique du circuit permet d'exprimer le courant  $i(t)$  sous la forme suivante :

$$i(t) = \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t - \phi) + Ae^{k_1\omega_0(t-t_0)} + Be^{k_2\omega_0(t-t_0)} \text{ si } \xi \neq 1 \quad (\text{C.7})$$

$$i(t) = \frac{E\sqrt{2}}{R} \cos(\phi) \sin(\omega t - \phi) + (A + B\omega_0(t-t_0)) e^{-\omega_0(t-t_0)} \text{ si } \xi = 1 \quad (\text{C.8})$$

# *BIBLIOGRAPHIE*

# Bibliographie

- [1] **H. NAJMEDDINE, K. EL KHAMLIHI DRISSI, C. PASQUIER, C. FAURE, K. KERROUM, A. DIOP, T. JOUANNET and M. MICHOU-** *States of art on load monitoring methods-* 2nd IEEE International Conference on Power and Energy (PECon'08), December 1-3, 2008, Johor Baharu, Malaysia, pp. 1256-1258.
  
- [2] **H. NAJMEDDINE, K. EL KHAMLIHI DRISSI, C. PASQUIER, C. FAURE, K. KERROUM, A. DIOP, T. JOUANNET and M. MICHOU-** *Modélisation des charges électriques avec la méthode de " Matrix Pencil " et son intégration dans un compteur intelligent "*- 13èmes journées Scientifiques de l'Ecole Doctorale Sciences pour l'ingénieur 25-26 juin 2009, Clermont Ferrand, num. 53, pp. 90-100, ISSN 0249-7042.
  
- [3] **H. NAJMEDDINE, K. EL KHAMLIHI DRISSI, A. DIOP et T. JOUANNET** *Procédé et dispositif de détermination non intrusive de la puissance électrique consommée par une installation, par analyse de transitoires de charge-* Brevet Français, FR 0856717, 3 Octobre, 2008.
  
- [4] **G.W. HART, E. C. KERN and F. C. SCHWEPPE-** *Non-Intrusive appliance Monitor Apparatus-* US patent 4 858 141, Auguste 15, 1989.
  
- [5] **F. SULTANEM-** *Procédé et appareil d'analyse de signaux de courant et de tension en vue du repérage de charges à usage domestique-* Brevet Français FR 2645968, October 19 1990.
  
- [6] **M. HALDER-** *Monitoring the consumption of electrical energy-* GB patent 2 235 304, February 1991.

- [7] **P. BENOIT, S. PASCHE and J. M. CHAUVEAU**- *Method for Identifying Electrical Power Consumers on a Circuit Being Monitored*- european patent WO 93/04377, Mars 04 1993.
- [8] **P. LANGER, K. W. WOJCIK and T. A. SNOVER**- *Method and Apparatus for Monitoring the Operation of Electrical Loads in a Automotive Vehicle*- US patent 5,337,013, August 09, 1994.
- [9] **S. LEEB, J. L. KIRTLEY**- *Transient event Detector for Use in Non-Intrusive Load Monitoring Systems*- US patent 5,483,153, January 09, 1996.
- [10] **S. LEEB, U. A. KHAN and S. R. SHAW**- *Multiprocessing Transient Event Detector for Use in a Non-Intrusive Electrical Load Monitoring System*- US patent 5,717,325, February 10, 1998.
- [11] **P. BERTRAND**- *Procédé et dispositif de mesure de la consommation électrique d'un élément connecté à un réseau de distribution d'électricité*- European patent EP 1 136 829 B1, July 14, 2004.
- [12] **H. WATANABE, S. FUJII**- *Electric Appliance Monitoring System*- US patent 6,784,801 B2, August 31, 2004.
- [13] **T. ONADA, Y. NAKANO, K. YOSHIMOTO**- *System and Method for estimating power consumption of electric apparatus, and abnormality alarm system utilizing the same*- US patent 6,816,078 B2, November 9, 2004.
- [14] **P. BERTRAND**- *Method and device for emitting pulses on an electricity distribution network*- US patent 7,078,982 B2, July 18, 2006.
- [15] **A. RAMIREZ**- *Electricity meter with power supply load management*- US 7,135,850 B2, November 14, 2006.
- [16] **G. W. Hart**- *Minimum information estimation of structure*- Ph.D. Dissertation, Massachusetts Institute of Technologie, Dept. of Electrical Engineering and Computer

Science, 1987.

- [17] **G. W. Hart**- *Residential Energy Monitoring and Computerized Surveillance Via Utility Power Flows*- IEEE Technology and Society, pp. 12-16, June 1989.
- [18] **G. W. HART**- *Non-intrusive Appliance Load Monitoring*- Proceedings of the IEEE, pp. 1870-1891, December 1992.
- [19] **G. W. HART**- *Advances in Nonintrusive Appliance Load Monitoring*- Proceedings of EPRI Information and Automation Conference, 1991.
- [20] **G. W. HART**- *Automatic Construction of Finite-State Load Behavior Models*- Proceedings of Fourth International Symposium on Distribution Automation and Demand-Side Management, Orlando, Florida, January, 1994.
- [21] **M. BONS**- *Modèles à sources markovienne cachée appliqués à l'analyse non-intrusive des principaux usages domestiques de l'électricité*- Thèse de doctorat, Université de Rennes I, 1996.
- [22] **F. SULTANEM**- *Using appliance signatures for monitoring residential loads at meter panel level*- IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, pp.1380-1385, October 1991.
- [23] **H. PIHALA**- *Non-intrusive appliance load monitoring system based on a modern KWh-meter*- Technical Research Center of Finland, May 1998.
- [24] **A. I COLE and A. ALBICKI**- *Data Extraction for Effective Non-Intrusive Identification of Residential Power Loads*- IEEE, Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 812-815 May 1998.
- [25] **R. PALOMERA-ARIAS and L. K. NORFFORD**- *High Performance Commercial Building Systems*- PIER Program, Documenting Meter Tests at the Iowa Energy Center, August 2001.

- [26] **O. SIDLER**- *Connaissance et Maîtrise des Consommations des Usages de l'Électricité dans le secteur résidentiel*- Enertech, 2002.
- [27] **A. CAPASSO, R. LAMEDICA and A. PRUDENZI**- *Estimation of net harmonic currents due to dispersed non-linear loads within residential areas*- IEEE Proceeding, 8<sup>th</sup> International conference on Harmonic and Quality of power, pp 700-705, 1998.
- [28] **U. GRASSELLI**- *Time-Varying Harmonics of Single-Phase Non-Linear Appliances*- IEEE Power engineering society winter meeting, Vol.2, pp.1066-1071, 2002
- [29] **Y. NAKANO, H. MURATA, K. YOSHIMOTO, S. HIDAKA, M. TADOKORO and K. NAGASAKA**- *Non-Intrusive Electric Appliances Load Monitoring System Using Harmonic Pattern Recognition - Performance Test Results at Real Households*- The Fourth International Conference on Energy Efficiency in Domestic Appliances and Lighting (EEDAL) London, 21 - 23 June 2006.
- [30] **W. L. CHAN, A. T. P. SO, L. L. LAI**- *Harmonics load signature recognition by wavelets transforms*- Proc. of International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT 2000), pp.666 - 671, April 2000.
- [31] **S. LEEB**- *A conjoint pattern recognition approach to nonintrusive load monitoring*- Massachusetts Institute of Technologie, Dept. of Electrical Engineering and Computer Science, Ph.D. Dissertation, 1993.
- [32] **S. LEEB, J. L. KIRTLEY, Jr., M. S. LeVan, J. P. SWEENEY**- *Development and Validation of a Transient Event Detector*- AMP Journal of Technology, Vol. 3, pp.69-74, November, 1993.
- [33] **S. B. LEEB, J. L. KIRTLEY, Jr.**- *A multiscale transient event detector for nonintrusive load monitoring*- Proc. of the International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IECON'93, pp.354-359, November 1993.
- [34] **S. B. LEEB, S. R. SHAW, and J. L. KIRTLEY**- *Transient event detection in spectral envelope estimates for nonintrusive load monitoring*- IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 10, no. 3, pp. 1200-1210, July 1995.

- [35] **M. DESCHIZEAU, P. BERTRAND, A. ANGLADE and M. GRIMALDI**- *A new method for detailed electric consumption of domestic appliances*- Energy efficiency in household appliances and lighting, page 419-427, 2001.
- [36] **D. ROBERTSON**- *Wavelets and power system transients : feature detection and classification*- SPIE vol. 2242, 1994.
- [37] **C. LAUGHMAN, K. LEE, R. COX, S. SHAW, S. LEEB, L. NORFORD, and P. ARMSTRONG**- *Power signature analysis*- IEEE Power Energy Mag., vol. 1, no. 2, pp. 56-63, Mar. 2003.
- [38] **W. A. WILKINSON, M. D. COX**- *Discrete Wavelet Analysis of Power System Transients*- IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 11, no. 4, November 1996.
- [39] **B. C. LESIEUTRE**- *Improving Dynamic Load and Generator Response Performance Tools*- Energy Analysis Department, Ernest Orlando Lawrence Berkeley National Laboratory, paper LBNL-59192, November 2005.
- [40] **S. MALLAT**- *A Wavelet Tour of Signal Processing* - Academic Press, 1999.
- [41] **R. POLIKAR**- *The Wavelet Tutorial*-  
[http : \\users.rowan.edu/~polikar/WAVELETS/WTpart1.html](http://users.rowan.edu/~polikar/WAVELETS/WTpart1.html), March 1999.
- [42] **L. CRISTALDI, A. MONTI and F. PONCI**- *Three-phase Load Signature : a wavelet-based approach to power analysis*- L'Energia Elettrica - Volume 81, 2004.
- [43] **R. PRONY**- *Essai expérimental et analytique : sur les lois de la dilatabilité de fluides élastique et sur celles de la force expansive de la vapeur de l'alcool, à différentes températures*- Journal de l'École Polytechnique Floréal et Plairial, an III (1795), volume 1, cahier 22, 24-76.
- [44] **T. K. SARKAR, S. A. DIANAT D. D. and WEINER**- *A Discussion of Various Approaches to the Linear System Identification Problem*- IEEE Transactions on Acoustics, Speech, & Signal Processing, Vol. ASSP-32, No. 3, pp. 654-656, Jun. 1984.

- [45] **T. K. SARKAR, D. D. WEINER, J. NEBAT and V. K. JAIN-** *A Discussion of Various Approaches to the Identification / Approximation Problem-* IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Vol. AP-30, No. 1, pp. 89-98, Jan. 1982.
- [46] **M. L. CROW and A. SINGH-** *The Matrix Pencil for Power System Modal Extraction* IEEE Transaction on Power System, Vol. 20, No. 1, February 2005.
- [47] *Guide de conception des réseaux électriques industriels - T&D 6 883 427/A*, Schneider.
- [48] **J. E. F. Del RIO and T. K. SARKAR-** *Comparaison between the Matrix Pencil Method and the Fourier Transform Technique for High-Resolution Spectral Estimation-* Digital signal processing 6, 108-125, No. 0011, 1996.
- [49] **Y. HUA, and T. K. SARKAR-** *Perturbation Analysis of TK Method for Harmonic Retrieval Problems-* IEEE Transactions on Acoustics, Speech & Signal Processing, Vol. 36, No. 2, pp. 228-240, Feb. 1988.
- [50] **Y. HUA, and T. K. SARKAR-** *Generalized Pencil-of-Function Method for Extracting Poles of an EM System from its Transient Response-* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 37, No. 2, pp. 229-234, Feb. 1989.
- [51] **Y. HUA and T. K. SARKAR-** *Matrix pencil and system poles-* Signal Processing, Vol. 21, No.2, pp. 195-198, 1990.
- [52] **Y. HUA, and T. K. SARKAR-** *Matrix Pencil Method for Estimating Parameters of Exponentially Damped/Undamped Sinusoids in Noise-* IEEE Transactions on Acoustics, Speech, & Signal Processing, Vol. 38, No. 5, pp. 814-824, May 1990.
- [53] **Y. HUA and T. K. SARKAR-** *A pertubation Property of the TLS-LP Method-* IEEE Transaction on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 38, No. 11, November 1990.
- [54] **Y. HUA and T. K. SARKAR-** *On the Total Least Squares Linear Prediction Method for Frequency Estimation-* IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing,



Vol. 38, No. 12, pp. 2186-2189, December 1990.

- [55] **Y. HUA and T. K. SARKAR**- *On SVD for Estimating Generalized Eigenvalues of Singular Matrix Pencil in Noise*- IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 39 No. 4, pp. 892-900, April 1991.
- [56] **T. K. SARKAR, F. HU, Y. HUA, and M. WICKS**- *A Real Time Signal Processing Technique for Approximating a Function by a Sum of Complex Exponentials Utilizing the Matrix-Pencil Approach*- Signal Processing - A Review Journal, (Invited Paper), Vol. 4, No. 2, pp. 127-140, April 1994.
- [57] **T. K. SARKAR and O. PEREIRA**- *Using the Matrix Pencil Method to Estimate the Parameters of a Sum of Complex Exponentials*- IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.37, No. 1, February 1995.
- [58] **T. K. SARKAR, S. PARK, and S. M. RAO**- *Application of the Matrix Pencil Method for Estimating the SEM (Singularity Expansion Method) Poles of Source-Free Transient Responses from Multiple Look Directions*- IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Vol. 48, No. 4, pp. 612-618, Apr. 2000.
- [59] **C. K. E. LAU and T. K. SARKAR**- *Combined CDMA and Matrix Pencil Direction of Arrival Estimation*- Proc. VTC (Vehicule technology Conference), Vol.1, pp. 496-499, 2002.
- [60] **J. RAZAVILAR, Y. LI and K. J. RAY LIU**- *A Structured Low Rank Matrix Pencil for Spectral Estimation and System Identification*- Signal Processing, 1998, pp. 363-372.
- [61] **R. KUMARESAN and D. W. TUFTS**- *Estimating the Parameters of Exponentially Damped Sinusoids and Pole-Zero Modeling in Noise*- IEEE Transactions on Acoustics, Speech, And Signal Processing, Vol. ASSP-30, No. 6, December 1982.
- [62] **D. W. TUFTS and R. KUMARESAN**- *Estimation of Frequencies of Multiple Sinusoids : Making Linear Prediction Perform Like Maximum Likelihood*- Proceedings of the IEEE, Vol. 70, No. 9, September 1982.

- [63] **N. KANNAN and D. KUNDU**- *Estimationg parameters in the damped exponential model*- Signal Processing 81, pp. 2343-2351, 2001.
- [64] **B. DAVID**- *Méthodes d'estimation relatives aux fréquences et amortissements des modes propres Applications en acoustique musical*- Thèse de doctorat, université Paris6, 1999.
- [65] **R. SCHMIDE**- *Multiple emitter location and signal parameter estimation*- RADC Spectrum Estimation Workshop, pp. 243-258, 1979.
- [66] **R. BADEAU**- *Méthodes à haute résolution pour l'estimation et le suivi de sinusôides modulées. Application aux signaux de musique*- Thèse de doctorat, école nationale supérieur des télécommunications, 2005.
- [67] **T. K. SARKAR,J. NEBAT, D. D. WEINER, and V. K. JAIN** - *Suboptimal Approximation / Identification of Transient Waveforms from Electromagnetic Systems by Pencil-of-Function Method* - IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Vol. AP-28, No. 6, pp. 928-934, Nov. 1980.
- [68] **C. R. PAUL** - *Analysis of Multiconductor Transmission Lines* - Wiley Series in Microwave and optical engineering, 1994.
- [69] **K. DRISSI EL KHAMLI, J. FONTAINE, K. KERROUM and F. PALADIAN** - *Time-Domain Study of Multiconductor Transmission Line Networks with nonlinear loads* - XXVth General Assembly of the International Union of Radio Science (URSI),pp. 115, August 1996.
- [70] **F. PALADIAN , P. BONNET and M. KLINGLER** - *A frequency-domain prediction model using measured scattering parameters of electrically short lines to determine the per unit length parameters matrices of multiconductor transmission lines*- 14th International Zurich Symposium & Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, pp.293-298, February 2001.
- [71] **W. KIM, S. H. LEE, M. SWAMINATHAN and R. R. TUMMALA** - *Simulation of Eye-Diagrams on Lossy Transmission Lines using Extracted Data from 1-port*

- TDR Measurements* - Signal Propagation on Interconnects, 6th IEEE Workshop on. Proceedings, pp. 7 - 10, May 2002.
- [72] **H. MENG, S. CHEN, Y. L. GUAN, C.L.LAW, P. L. SO, E. GUNAWAN and T. T. LIE** - *A Transmission Line Model for High-Frequency Power line Communication Channel* - Power System Technology, PowerCon, VOL.2, pp. 1290- 1295, 2002.
- [73] **D. Y. QIU, S. Y. HUI and S. H. CHUNG** - *Parameter Monitoring of High-frequency Electronically Operated Discharge Lamp Systems* - PESC'03 Power electronics specialist conference, pp. 1341-1349, June 2003.
- [74] **D. ANASTASIADOUT and T. ANTONAKOPOULOS** - *An Experimental method of estimating the transmission characteristics of power-line cables* - The International Symposium on Power Lines Communications, ISPLC 2004, March 2004.
- [75] **H. MENG, S. CHEN, Y. L. GUAN, C.L.LAW, P. L. SO, E. GUNAWAN and T. T. LIE** - *Modeling of Transfer Characteristics for the Broadband Power Line Communication Channel* - IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 19, NO. 3, July 2004.
- [76] **G. ANTONINI** - *A new methodology for the transient analysis of lossy and dispersive multiconductor transmission lines* - IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, pp. 2227 - 2239, September 2004.
- [77] **J. ANATORY, M. M. KISSAKA and N. H. MVUNGI** - *Channel Model for Broadband Power-Line Communication* - IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 22, NO. 1, January 2007.
- [78] **J. ANATORY, M. M. KISSAKA and N. H. MVUNGI** - *A Tutorial on Principal Component Analysis* - [http ://www.snl.salk.edu/ shlens/pub/notes/pca.pdf](http://www.snl.salk.edu/shlens/pub/notes/pca.pdf), April 22, 2009,
- [79] **C. CORTES, V. VAPNIK** - *Support vector networks*- Machine Learning, 273-297, 1995.

- [80] **V. VAPNIK** - *The Nature of Statistical Learning Theory* - Springer-Verlag, New York, 1995.
- [81] **V. VAPNIK, A. CHERVONENKIS** - *The uniform convergence of frequencies of the appearance of events to their probabilities* - (Russian. English summary) *Teor. Veroyatnost. i Primenen.* 16 (1971) 264-279, English translation *Theor. Probability Appl.* 16 (1971), 264 280.
- [82] **Martin LAW and Antoine CORNUEJOLS** - *An Introduction to Support Vector Machines*- [http://www.labunix.uqam.ca/~boukadoum\\_m/DIC9315/Notes/SVM/intro\\_SVM\\_favori.ppt](http://www.labunix.uqam.ca/~boukadoum_m/DIC9315/Notes/SVM/intro_SVM_favori.ppt)
- [83] **W. K. LEE, G. S. K. FUNG, H. Y. LAM, F. H. Y. CHAN and M. LUCENTE** - *Exploration on Load Signatures* - International Conference on Electrical Engineering, Japan 2004.
- [84] **K.H. TING, , Mark LUCENTE, G. S.K. FUNG,, W.K. LEE and S.Y.R. HUI** - *A Taxonomy of Load Signatures for Single-Phase Electric Appliances* - IEEE PESC, Jun 2005.
- [85] **J. W. COOLEY and J. W. TUKEY** - *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series* - *Math. Comput.* 19, 297-301 (1965).
- [86] **S. MALLAT** - *A wavelet tour of signal processing* - Book, 2nd Edition, Academic Press, 1999.

**Résumé :**

Le travail de recherche proposé est relatif au suivi de la consommation par usage afin que les clients puissent mieux maîtriser leurs consommations électriques. Ce projet de recherche consiste à identifier les charges électriques en milieu domestique à partir des mesures non intrusives faites au niveau du compteur électrique. Les informations relevées et traitées sont les courants et les tensions. Nous avons proposé une méthode innovante et performante d'identification, c'est la méthode de Matrix Pencil. Elle s'adapte à la fois aux parties transitoires que permanentes des signatures traitées. Nous proposons deux voies d'investigations complémentaires en basses fréquences et en haute fréquences aux quelles on appliquera la méthode de Matrix Pencil pour caractériser chaque charge par un ensemble de pôles et de résidus tant en régime transitoire qu'en régime permanent. Cette technique d'identification a été implantée dans le prototype de compteur électrique réalisant les fonctions de reconnaissance et d'identification des signatures.

La conception et la réalisation du prototype ont été suivies par la validation de la fonction d'identification et de reconnaissance des usages dans une maison témoin. La capacité d'identification et le niveau du taux d'erreur sont très satisfaisants. Une éventuelle amélioration technologique permettra dans le futur de réaliser une meilleure identification.

**Mots-Clés :**

NIALM, Identification, Classification, Matrix Pencil, Maîtrise de la consommation par usages, Compteur d'énergie.

**Abstract:**

The proposed research work is related to monitoring of electrical energy consumption by the type of appliances in use, in order that the consumers may optimize their electricity bills and to better control their consumption of electrical energy. This research project is to identify the electrical charges in the home from non-intrusive measurements made at the electric meter. The information recorded and processed are currents and voltages. We proposed an innovative and efficient method of identification: the Matrix Pencil method. It suits both parties to transitional and permanent signatures treaties. We offer two ways of further investigations in the low frequencies and high frequencies to which we apply the Matrix Pencil Method to characterize each load by a set of poles and residues in transient and steady state. This identification technique was implemented in the prototype electric meter performing the functions of recognition and identification of signatures. The design and implementation of the prototype were followed by validation of the function of identification and recognition purposes in a domotic house. The ability to identify and the level of error rates are very satisfactory. A possible technological improvement will in the future to achieve better identification.

**Keywords:**

NIALM, Identification, Classification, Matrix Pencil, Load Monitoring, Energy meter.